



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY**

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

**IDENTIFIKACE PARAMETRŮ SYNCHRONNÍHO  
MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

PARAMETER IDENTIFICATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

**DIZERTAČNÍ PRÁCE**

DOCTORAL THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Ing. Ivo Veselý**

**ŠKOLITEL**

SUPERVISOR

**doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.**

**BRNO 2016**

## Abstrakt

V rámci dizertační práce byly navrženy identifikační metody pro synchronní motor s permanentními magnety. Celá identifikace i řízení motoru probíhalo v dq souřadnicích a pro zpracování bylo použito prostředí Matlab Simulink spolu s platformou reálného času dSpace. Práce se zaměřila na dvě hlavní odvětví identifikace, a to offline a online identifikaci. K offline identifikaci byla použita frekvenční analýza využívající test při uzamčení rotoru pro získání tří parametrů. Jedná se o příčnou indukčnost, podélnou indukčnost a odpor statoru. V online metodě byly tyto parametry ještě rozšířeny o magnetický tok magnetu  $\Psi_f$  identifikovaného pomocí metody MRAS. Zbylé parametry byly opět identifikovány pomocí frekvenční analýzy, která byla upravena pro online režim a zároveň aplikována na identifikaci více složek najednou. Poslední metodou použitou v práci je Newtonova metoda, která se využívá pro odhad odporu statoru, aniž by se do motoru musel injektovat dodatečný signál.

## Klíčová slova

Identifikace, parametry motoru, synchronní motor s permanentními magnety, MRAS, frekvenční analýza, gradientní metody, Newtonova metoda

## Abstract

The purpose of this dissertation is to design identification methods for obtaining permanent magnet synchronous motor parameters. The whole identification and motor control is carried out in d-q coordinates. The Matlab Simulink, together with the real time platform dSpace was used for algorithms design, data analysis and processing. The work focuses on two main areas of identification, offline identification and online identification. The frequency analysis was used with the lock rotor test to get three main parameters for offline identification. These are the quadrature inductance, direct inductance and stator resistance. In the online mode, the identified parameters were extended to magnetic flux  $\Psi_f$  identified by MRAS method. The remaining parameters were again identified by frequency analysis, which was adapted into online mode, and simultaneously applied to the identification of several parts in one time. The next method is Newton method, which is used for estimating stator resistance of the motor, without the need to apply any additional signal.

## Keywords

Identification, motor parameters, permanent magnet synchronous motor, MRAS, frequency analysis, gradient methods, Newton method

**Bibliografická citace:**

VESELÝ, I. *Identifikace parametrů synchronního motoru s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 133 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma Identifikace parametrů synchronního motoru s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.“

V Brně dne: 26. ledna 2017

.....

Podpis autora



## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu dizertační práce doc. Ing. Petrovi Blahovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé dizertační práce. Potom panu prof. Ing. Františku Zezulkovi, CSc. za poskytnutí prostoru pro vytvoření práce. A v neposlední řadě přítelkyni Marcele Vejmolové a rodičům za podporu a trpělivost. A Lukáši Pohlovi za rady a odborné konzultace.

## Obsah

1	Úvod .....	9
1.1	Cíle dizertační práce .....	12
2	Rozdělení elektrických pohonů .....	13
2.1	Asynchronní motory .....	13
2.2	Synchronní motor s permanentními magnety .....	15
2.2.1	Materiály permanentních magnetů .....	15
2.2.2	Různé druhy synchronních motorů .....	16
2.2.3	PMSM s radiálním tokem .....	18
2.2.4	PMSM s axiálním tokem .....	22
2.2.5	Výhody PMSM .....	22
2.2.6	Nevýhody PMSM .....	22
3	Matematický model synchronního motoru .....	23
3.1	Transformace .....	23
3.1.1	Clarkové transformace .....	24
3.1.2	Parkova transformace .....	25
3.2	Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM) .....	26
4	Metody řízení motoru PMSM .....	29
4.1	Skalární řízení .....	29
4.1.1	Volt/Hertz řízení .....	29
4.2	Vektorové řízení .....	29
4.2.1	Přímé řízení momentu-DTC .....	30
4.3	Vektorové řízení PMSM .....	31
5	Identifikace parametrů .....	33
5.1	Frekvenční analýza .....	33
5.2	Gradientní metody .....	36

5.2.1	Algoritmy založené na gradientu .....	36
5.2.2	Problematika nelineárních nejmenších čtverců .....	43
5.3	Hammerstein identifikace .....	46
6	Identifikace parametrů motoru.....	50
6.1	Frekvenční analýza.....	50
6.2	Online frekvenční analýza.....	55
6.3	Injektování identifikačního signálu .....	56
6.4	Identifikace pomocí rozdělení modelu .....	58
6.4.1	Identifikace pomocí Newtonovy metody .....	60
6.4.2	Identifikace příčné indukčnosti $L_q$ .....	62
6.4.3	Identifikace odporu statoru $R_s$ .....	63
6.5	Identifikace MRAS.....	65
7	Popis řízení a platformy dSpace .....	67
7.1	Simulace na platformě DS1103 .....	67
8	Simulace a testování.....	71
8.1	Simulace offline frekvenční analýzy .....	71
8.2	Testování frekvenční analýzy na reálném motoru .....	74
8.3	Simulace online frekvenční analýzy.....	81
8.4	Testování online frekvenční analýzy na reálném motoru .....	83
8.4.1	Identifikace v Q části .....	85
8.4.2	Identifikace v D části .....	88
8.5	Simulace online frekvenční analýzy- identifikace obou částí současně .....	93
8.6	Testování online frekvenční analýzy na reálném motoru - identifikace obou částí současně.....	95
8.7	Simulace identifikace pomocí rozdělení- Newtonova metoda .....	105
8.8	Testování upravené Newtonovy metody na reálném motoru.....	110

8.9	Simulace identifikace pomocí MRAS .....	111
8.10	Testování identifikace MRAS na reálném motoru.....	114
8.11	Porovnání výsledků.....	116
9	Závěr a zhodnocení výsledků .....	117
	Značky a symboly .....	119
	Literatura .....	120
	Vlastní publikace .....	132

# 1 Úvod

Úroveň prosperity společnosti souvisí s její schopností produkovat zboží a služby. Ale produkování zboží a služeb úzce souvisí s efektivním využíváním energie, a to energie tepelné, mechanické nebo elektrické. Elektrická energie představuje víc než 30 % celkové využití energie a toto číslo stále stoupá. Část elektrické energie je použita přímo k výrobě tepla nebo světla. Větší část se ovšem přemění na mechanickou energii v elektromotorech. Dříve byly nejvíce využívány indukční motory, jak v domácnostech, tak v průmyslu. [1][2][3][4][5][6][7][8] Nemalou zásluhu na tom měla možnost napájet tyto motory přímo z třífázové sítě pomocí elektromagnetických spínačů s adekvátní ochranou. V roce 2001 bylo ve vyspělých zemích víc než 3kW elektrických motorů na osobu a většina jich byla indukčních. Zatímco většina indukčních motorů byla stále napájena z třífázové nebo jednofázové rozvodné sítě, některé z nich jsou napájeny pomocí frekvenčních měničů pro proměnnou rychlost motorů [9]. Zároveň s indukčními motory se používaly i synchronní motory s permanentními magnety. První synchronní motor byl vyroben již v 19. století, ale neměl příliš velký úspěch v důsledku nízké kvality magneticky tvrdých materiálů. Postupem doby byl tento nedostatek odstraněn a v současnosti mají synchronní motory pevné místo v různých aplikacích. Jejich velký rozvoj i přes vyšší cenu je v konstrukci motoru. Ta je velmi výhodná, jelikož motor nemusí využívat kartáče. Jeho další výhody jsou především větší výkon při menších rozměrech, rychlá mechanická dynamika, a v neposlední řadě rozvoj různých řídicích algoritmů, které umožňují, aby byl synchronní motor nasazen v nejrůznějších aplikacích. Další významný vliv na různorodost parametrů má stálý tlak na snižování ceny motorů. Kvůli tomu vznikají motory z ne zcela kvalitních materiálů a jejich parametry se mohou za provozu značně měnit.

Popsanými událostmi ovšem také vznikly značné nároky na znalost správných parametrů motoru. Dokumentace s informacemi o parametrech motoru není vždy od výrobce dostupná, nebo jsou data v ní uvedená pouze orientační a neudávají přesné hodnoty. Pokud se tyto motory nasazují na různých místech, je časově méně náročné identifikovat je pomocí algoritmu, než měření provádět ručně, i když máme k dispozici dokumentaci, a to nebereme v úvahu, že se některé parametry mohou za běhu motoru měnit. A tak se do popředí dostává identifikace těchto parametrů, jak v offline tak online režimu. Ke klasickému řízení motoru, jako je například přímé řízení proudu a otáček, se pro navržení regulátorů využívá znalost

indukčností a odporu motoru. V takovémto případě, pokud by metoda identifikovala parametry online, lze regulátory vždy přizpůsobovat stavu motoru.

Identifikace systému má tedy zásadní význam pro automatické řízení. Jejím úkolem je získat co nejpřesnější model mezi vstupy, výstupy a poruchami reálného systému. Modely mohou být užitečné jak pro získání lepších informací o systému a možnosti předvídat chování systému, tak pro zjištění jeho chování za určitých podmínek. Na těchto modelech jsou například založeny pokročilé regulační techniky pro návrh a analýzu regulátorů, optimalizace, pozorovatelnost, detekce chyb a mnohé další. Kvalita modelu typicky určuje kvalitu konečného řešení. Proto je velký zájem o modelování a identifikaci systémů. Při identifikaci rozeznáváme několik systémů. Pokud jsou známy fyzikální zákony, podle kterých se systém řídí, potom tento systém nazýváme white-box. U takového systému jsou všechny parametry a proměnné známy a systém lze proto popsat. V mnoha případech se ovšem stává, že o systému nemáme mnoho informací, a proto je modelován na základě měření vstupních a výstupních dat, případně na základě předchozí znalosti systému (například struktury nebo řádu systému). Na základě analýzy a získání informací ze systému spolu s použitím identifikačních metod pro „black-box model“ získáme „gray-box model“ [10][11]. To však neznamená, že tento model je nejpřesnější. Je pouze podle určitého identifikačního kritéria a předchozích informací zvolen tak, aby odpovídal naměřeným datům. Vždy se vyskytují nepřesnosti vůči skutečnému systému. Nejvhodnějšího modelu většinou dosáhneme, pokud použijeme určité optimalizační kritérium. Postup systémové identifikace by měl projít několika kroky, jako je analýza, syntéza, vhodný výběr a optimalizace. Do identifikace systému by mělo být zahrnuto co nejvíce informací o identifikovaném systému. Proto velmi záleží na tom, kolik toho o systému víme. Například zda se jedná o lineární, nebo nelineární systém, či jde o časově invariantní systém, nebo se jedná o spojitý, nebo o nespojitý systém. Dále kolik má daný systém vstupů a výstupů, jestli má pouze jeden vstup a jeden výstup (SISO), nebo více (MIMO), nebo zda se jedná o systém s otevřenou, nebo uzavřenou smyčkou. Také je dobré vědět, jak je systém náchylný na rušení, jestli při měření dat na vstupu nebo výstupu nemůže dojít k jejich zkreslení, a případně jestli se lze těchto chyb vyvarovat zvolením vhodného způsobu měření dat. Právě proto různé systémy potřebují různé modelovací struktury. Ve většině případů se přistupuje ke zvolení standardních modelových struktur. Pro dosažení lepšího výsledku je většina identifikačních metod spojena s určitou modelovací strukturou, nebo optimalizačním kritériem. Je také

zřejmé, že k přesnosti a rychlosti většiny identifikačních metod napomáhají dobře zvolené počáteční podmínky, které zvyšují efektivitu a napomáhají nalézt případná globální nebo lokální minima.

Systémy mohou být identifikovány dvěma různými způsoby, buď offline metodou nebo průběžnou online metodou. Zvolený způsob se bude odvíjet od toho, jak se identifikované parametry v průběhu budou měnit a jak přesné vyžadujeme výsledky.

Systém může být identifikován pomocí následujících principů:

### **1. Optimální návrh experimentu a sběr dat**

Pod tímto bodem se skrývá zejména vhodný návrh budicího signálu, vzorkovací frekvence, a také určení, které vstupy a výstupy mají být měřeny.

### **2. Zvolení struktury modelu**

Vybere se vhodná modelová struktura s vhodným pořadím.

### **3. Odhad modelu**

Zde je zvolena vhodná identifikační metoda pro daný model a parametry jsou identifikovány na základě zvoleného optimalizačního kritéria, nebo ztrátové funkce.

### **4. Validace modelu**

Model je simulován s novými daty, z rozdílu simulovaných a naměřených výstupů se následně určí účinnost metody a případně její možné použití.

Tento postup se zejména týká identifikace „black-box“ modelu a lze na něj najít různé metody identifikace i z dřívějších let: metoda chyby predikce [12], metoda podprostoru [13], neparametrické korelační metody, metoda spektrální analýzy [14][15] a další [16][17][18][19][20].

V současnosti se identifikace lineárních částí stala zcela běžnou. Existuje řada metod, jak řešit problém dostatečně rychle ve frekvenční oblasti nebo pomocí iterativních nebo neiterativních metod. Takto rozšířené jsou díky relativní jednoduchosti lineárních systémů. Zásadní předpoklad je ovšem ten, že identifikované soustavy jsou lineární, což u reálných systémů nebývá časté. Systém je nelineární, pokud vztah mezi vstupem a výstupem je nelineární. Vzhledem k tomu, že nelineární modely jsou schopny popsat systém v mnohem větší pracovní oblasti než lineární systémy, je za určitých okolností lepší nelineární systémy popisovat také

nelineárním modelem, a díky identifikaci pokrýt co největší pracovní oblast systému. Právě tento důvod vede k dalšímu vývoji identifikace nelineárních systémů.

Identifikace nelineárních systémů se dá rozdělit do dvou kategorií.

### **Identifikace struktury**

Tato identifikace se zabývá technikou strukturální optimalizace a hledáním optimální struktury modelu systému.

### **Parametrická identifikace**

Pokud je znám typ a velikost nelineárního systému, můžeme použít tuto identifikaci, pomocí které nalezneme hodnoty jednotlivých parametrů. Cílem je najít takové parametry, u kterých bude odhadovaný výstup  $\hat{y}(t)$  zhruba stejný jako skutečný výstup  $y(t)$ , i když jsou zatíženy chybou  $\epsilon(t)$ . To pak vede k nelineárním lokálním i globálním řešením.

Pro nelineární systémy neplatí žádné obecně známé metody. Vždy se musí volit vhodná metoda v závislosti na znalosti systému a jeho matematické reprezentaci, neboť dynamické chování těchto systémů může být velmi rozdílné. [21]

## **1.1 Cíle dizertační práce**

V práci jsou stanoveny následující cíle:

- Seznámit se se strukturou a řízením synchronních motorů v d-q souřadnicích.
- Navrhnout metody pro identifikaci parametrů PMSM v offline režimu.
- Navrhnout metody pro identifikaci parametrů PMSM v online režimu.
- Navrhnout možné metody pro identifikaci parametrů v online režimu s využitím nelineární části motoru.
- Verifikovat teoretické výsledky na reálném motoru.

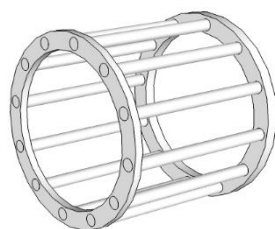


## 2 Rozdělení elektrických pohonů

### 2.1 Asynchronní motory

Tento typ motoru byl dříve, a do jisté míry je i dnes, nejvíce používaným motorem. Jeho hlavní výhodou je jednoduchá a levná konstrukce. Největší nevýhodou u řízení DC motorů jsou mechanický komutátor a sběrné kartáče, ale u asynchronního motoru s kotvou nakrátko se s tímto problémem vůbec nesetkáme. Tím se nám značně zjednoduší údržba a motor lze pak připojovat na větší napětí a roztáčet na větší otáčky. A díky své jednoduchosti se řadí mezi nejvíce robustní motory. Na rozdíl od synchronních motorů nebo DC motorů nemá vinutí napojené na externí napěťový zdroj. Pokud se ovšem zaměříme na řízení momentu, je tento motor složitější na řízení, než je tomu u synchronních motorů. Problém je v tom, že neznáme přesnou pozici toku. A ani přesná znalost pozice rotoru nám nedává přesné informace o toku. K tomu můžeme využít různé snímače, jako například Halovu sondu. Takováto řešení se ovšem příliš nepoužívají kvůli jiným komplikacím, které při přidání těchto senzorů vznikají.

Jak již bylo zmíněno, asynchronní motor má oproti jiným motorům jednoduchou konstrukci. Stator je složen z plechů, kde je v drážkách uloženo vinutí sloužící k vytváření točivého magnetického pole. Rotor může být zhotoven dvěma různými způsoby. První z nich je velmi podobný statorovému provedení. Je opět vyroben z plechů a osazen třífázovým vinutím, které má své vývody vyvedeny na sběrné kroužky a je napájen pomocí kartáčů. Toto provedení se nazývá asynchronní motor s kroužkovou kotvou. Druhé provedení, které se objevuje mnohem častěji, nemá žádné vývody. Místo toho jsou drážky v rotoru osazeny hliníkovými nebo měděnými tyčemi, které jsou na koncích spojeny do tzv. kruhů nakrátko. Toto vinutí tvoří v rotoru pomyslnou klec, viz obrázek 1. Toto provedení se nazývá asynchronní motor s kotvou nakrátko nebo klecový asynchronní motor. Tyto motory se zvláště vyznačují svou spolehlivostí vzhledem k jednoduchosti jejich provedení.



Obrázek 1 Klec nakrátko

Princip činnosti asynchronního motoru je založen na vzájemném elektromagnetickém působení magnetického pole statoru a rotorových proudů, které vznikají působením toho pole. Třífázové napětí, které je přiváděno na stator vytváří magnetické pole statoru, musí být řízeno tak, aby rychlost točivého pole byla odlišná od rychlosti otáčení rotoru. Jen tehdy se bude ve vinutí rotoru indukovat napětí a proud, a bude se vytvářet moment. Otáčky tedy musí být vůči sobě asynchronní.

Rychlost  $n_s$  točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře závisí na počtu pólových dvojic statoru  $p_p$  a na kmitočtu proudu  $f_s$ , který je přiváděn do statorového vynutí.

$$n_s = \frac{60f_s}{p_p} \quad (2.1)$$

Generovaný moment musí být vždy takový, aby pokryl mechanické ztráty, a hlavně aby poháněl připojenou zátěž. To znamená, že rychlost rotoru musí být vždy menší o takovou hodnotu, aby se v motoru naindukoval takový proud, který společně s magnetickým polem vytvoří potřebný moment. Rozdíl rychlostí mezi rotorem a magnetickým polem statoru nazýváme skluzem a vyjadřuje se procentní nebo poměrnou hodnotou.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} * 100 \quad (2.2)$$

Kde  $n_s$  je synchronní rychlost magnetického pole a  $n_r$  je rychlost rotoru.

Pokud si vyjádříme rovnici pro výpočet rychlosti rotoru, je zní patrné, že

$$n = n_s(1 - s) = \frac{60f_s}{p_p}(1 - s) \quad (2.3)$$

rychlost rotoru lze řídit třemi způsoby. První dva: změna počtu pólových dvojic a změna skluzu se používala spíše ve starších aplikacích, kde nebyly takové nároky na plynulost změny otáček. V dnešní době se již používá převážně třetí způsob, a to změna napájecí frekvence. [9][22][23]

## 2.2 Synchronní motor s permanentními magnety

Synchronní motor s permanentními magnety (dále PMSM) je motor, který využívá k vytvoření magnetického pole rotoru permanentní magnety na rozdíl od ostatních motorů, které využívají elektromagnety. Také jeho historie je na rozdíl od ostatních poměrně krátká, první práce se začínají objevovat zhruba kolem roku 1970 a za první plnohodnotnou práci na téma synchronní motory s permanentními magnety lze považovat práci Dr. Weschta v roce 1983 [24]. Od té doby se ve vývoji těchto motorů dosáhlo značného pokroku, v současnosti již existuje mnoho prací zabývajících se tímto motorem [25] [26][27] [28]

### 2.2.1 Materiály permanentních magnetů

Vlastnosti materiálů permanentních magnetů mají přímý vliv na výkon motoru, proto je velmi důležité použít správný materiál. Dříve se tyto magnety vyráběly z kalené oceli, která byla lehce zmagnetizována. Ale vzhledem k tomu, že nebyly tak magneticky tvrdé, bylo lehké je odmagnetizovat. V posledních letech se vyvíjejí další a další materiály, u kterých je kladena váha nejen na kvalitu, ale také na cenu.

V současné době se využívají tři typy materiálů [29][30]:

- Alnico (Al,Ni,Co,Fe)

Tento materiál je poměrně magneticky tvrdý, nelze snadno zmagnetizovat, ale taktéž odmagnetizovat. Nalezneme jej především u stejnosměrných komutátorových a diskových motorů s velkou vzduchovou mezerou.

Tento materiál se vyznačuje několika vlastnostmi. Je to především:

- velký magnetický tok
  - nízký teplotní koeficient
  - maximální servisní teplota 520°C
  - demagnetizační křivka je značně nelineární
  - velmi nízká koercitivní síla
- Keramické (feritové) slitiny např:
    - oxidu baria a železa ( $\text{BaO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ )
    - oxidu stroncia a železa ( $\text{SrO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ )

Tento materiál se vyznačuje těmito vlastnostmi:

- velká koercitivní síla (v porovnání s Alnico)
  - nízký teplotní koeficient
  - maximální servisní teplota 400 °C
  - nízká hodnota remanentního toku
  - nízká cena
  - velký elektrický odpor
- Ze vzácných zemin - slitina např.
    - Samarium-kobalt (SmCo<sub>5</sub>) – první generace

Tento materiál se vyznačuje těmito vlastnostmi:

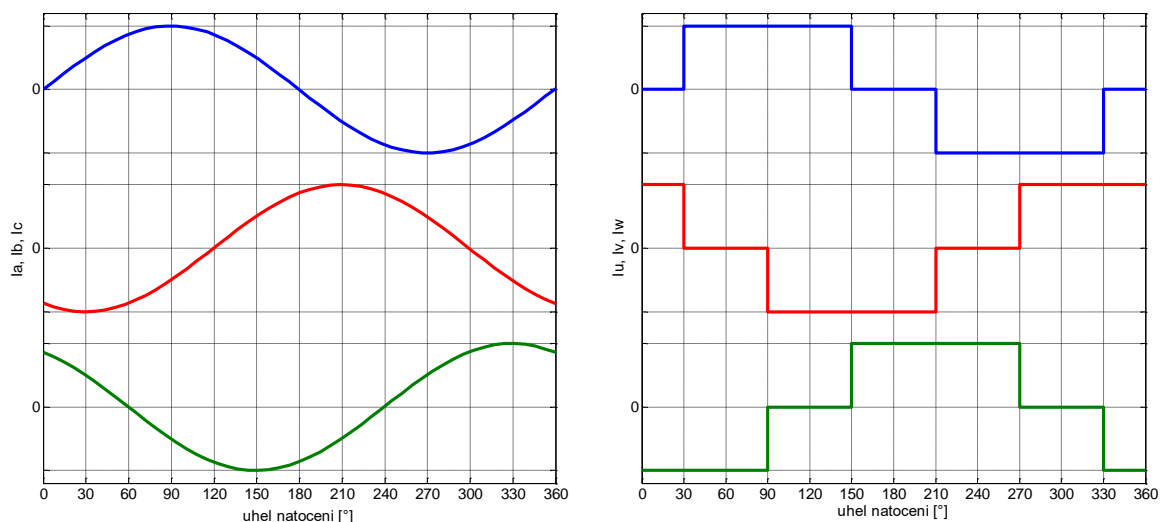
- velká magnetická indukce ( $B_R$  do 1 T)
  - velká koercitivní síla ( $H_K$  cca  $80 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ )
  - velká magnetická energie této slitiny (dáno hysterezní křivkou)
  - lineární demagnetizační křivka
  - nízký teplotní koeficient
  - maximální servisní teplota 300-350 °C (Curieho teplota pouze 700-800 °C)
  - vysoká cena (dáno užitím Sm a Co)
- Neodym – železo – bor (NdFeB) – druhá generace
- Tato generace má poměrně lepší vlastnosti než předchozí. Tento materiál se vyznačuje těmito vlastnostmi:
- velká magnetická indukce ( $B_R$  do 1,25 T)
  - velká koercitivní síla ( $H_K$  cca  $68 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ )
  - velká magnetická energie této slitiny (dáno hysterezní křivkou)
  - teplotní koeficient
  - maximální servisní teplota max. 100-120 °C (Curieho teplota pouze 350 °C)

## 2.2.2 Různé druhy synchronních motorů

Synchronní motory se dají rozdělit do dvou skupin, a to podle napájení.

- Synchronní motory s permanentními magnety na rotoru (PMSM)
- Elektricky komutované motory (BLDC)

Synchronní motory s PM jsou napájeny harmonickým napětím (obrázek 2), naproti tomu BLDC motory jsou napájeny obdélníkovým proudem (obrázek 2). V závislosti na tom se samozřejmě liší i způsob řízení těchto motorů.



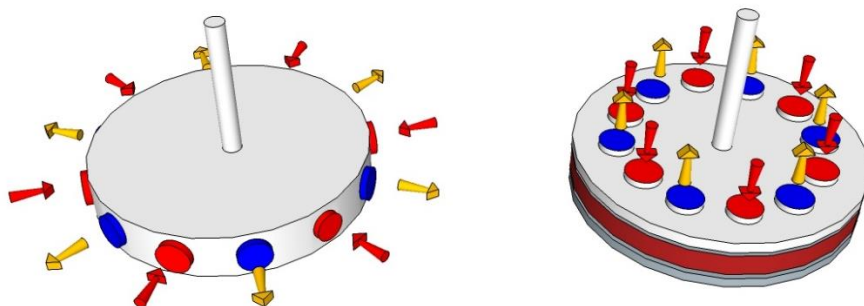
*Obrázek 2 Průběh proudů pro sinusové napájení (vlevo) Průběh proudů pro obdélníkové napájení (vpravo)*

Hlavní výhoda využití sinusového průběhu napájení je docílení vyšší účinnosti. Sinusovým proudem dosahujeme vyšší hustoty momentu než u motorů napájených obdélníkovým proudem [31].

Také je značný rozdíl v řízení těchto motorů. Pokud řídíme synchronní motor s permanentními magnety na povrchu motoru, dosáhneme maximálního momentu, pokud je motor řízen v příčné ose (jedná se o osu magnetického napětí). Z tohoto důvodu musí řídicí smyčka obsahovat přesný snímač polohy. Naproti tomu BLDC motory pro řízení potřebují pouze snímače proudu, takže pořizovací náklady jsou pořizovací náklady o něco nižší než u řízení PMSM. BLDC se používá hlavně tam, kde nejsou kladeny velké nároky na zatížení motoru. Naopak PMSM se používá tam, kde je potřeba přesné polohování a je zapotřebí většího momentu. V posledních letech je tendence tyto náklady neustále snižovat a u PMSM se neustále vyvíjí nové způsoby řízení, např. bezsenzorové řízení [32][33][34][35].

Synchronní motory s permanentními magnety lze dále rozdělit podle směru magnetického toku rotoru (Obrázek 3). Rozeznáváme tyto tři typy [36]:

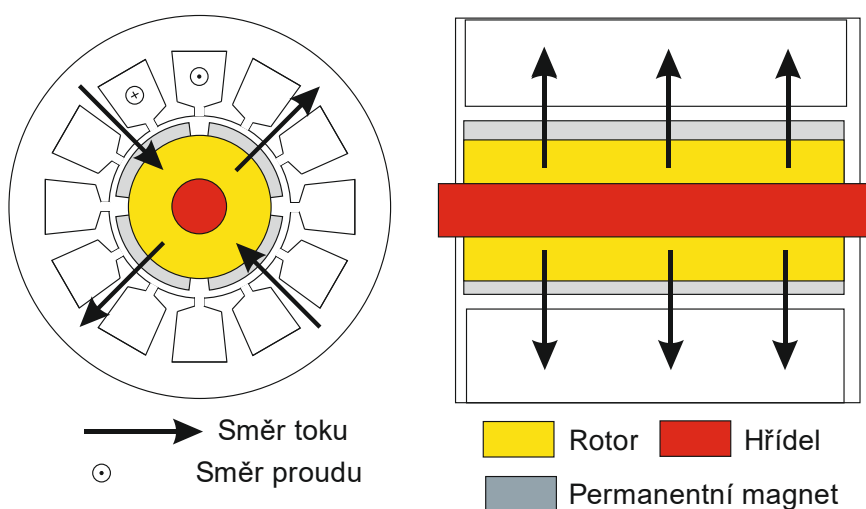
- motory s radiálním tokem
- motory s axiálním tokem
- motory s transversálním tokem



Obrázek 3 Porovnání radiálního (vlevo) a axiálního (vpravo) pole

### 2.2.3 PMSM s radiálním tokem

Synchronní motory s PM s radiálním tokem někdy značené jako RFPM jsou nejběžnější používaný typ PMSM. Na Obrázek 4 je znázorněn tok a tok proudu RFPM. Jak je patrné, tok protéká motorem radiálně a proud axiálně.

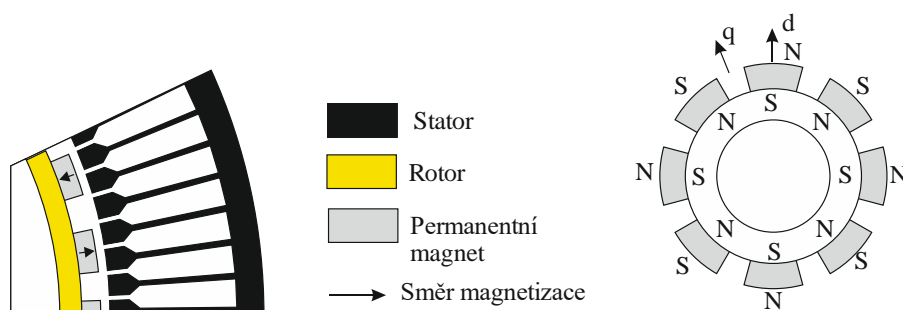


Obrázek 4 Směr toku a proudu v motoru s radiálním tokem

Oproti dříve zmíněným jsou synchronní motory s permanentními magnety s radiálním tokem mnohem jednodušší na výrobu, a proto jsou mnohem častěji používány. Nevýhoda je ovšem v tom, že jsou mnohem větší [37]. Stator motoru je, podobně jako u indukčních motorů, vyroben z izolovaných plechů. Nejčastěji používaným vinutím je třífázové, které je zapojené do hvězdy [38]. Rotor obsahuje permanentní magnety, které mohou být umístěny jak na povrchu [39], tak uvnitř rotoru, zbylá část rotoru se skládá opět z plechů nebo z plného materiálu.[40] [41]

### 2.2.3.1 PMSM s magnety na povrchu

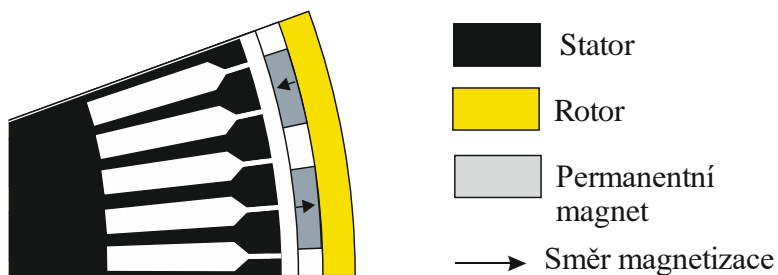
V případě takovéto konstrukce motoru jsou permanentní magnety umístěny na povrchu rotoru (Obrázek 5) a jedná se o nejběžnější provedení. Toto uspořádání má vysokou magnetickou indukci ve vzduchové mezeře. To je hlavně díky tomu, že není ovlivňována dalším materiálem mezi permanentním magnetem a vzduchovou mezerou (např. lamely rotoru). Největší výhodou tohoto uspořádání je právě tato jednoduchost, a tím pádem i nižší náklady na výrobu v porovnání s ostatními PMSM. Jediná komplikace, která se při výrobě objevuje, je jak upevnit permanentní magnety k demagnetizačnímu poli. Během chodu motoru na magnety působí poměrně velké odstředivé síly a může dojít k oddělení magnetu od rotoru. [42]



Obrázek 5 PMSM s magnety na povrchu

### 2.2.3.2 PMSM s vnějším rotorem

Tento typ motoru má zcela odlišnou konstrukci od předchozího. Ve středu motoru je umístěn stacionární rám statoru a magnety jsou umístěny podél vnitřního obvodu rotoru (Obrázek 6).



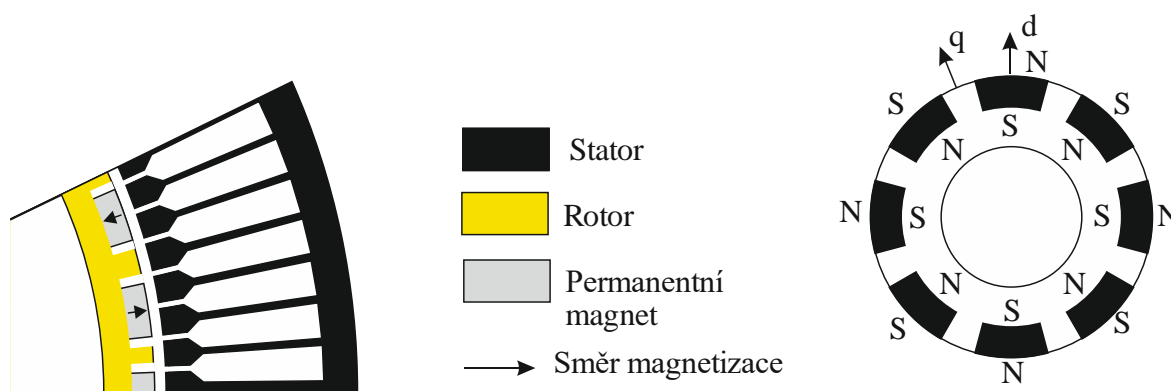
Obrázek 6 PMSM s vnějším rotorem

Tato ne zcela typická konstrukce se používá především kvůli následujícím vlastnostem:

- průměr rotoru je větší a může na něj být umístěn větší počet pólových dvojic,
- během běhu motoru přitlačují odstředivé síly magnety na konstrukci a je menší šance jejich odlepení,
- konstrukce je dobře přizpůsobena pro větrné elektrárny, kde mohou být lopatky turbíny umístěny přímo na rotor [43][44][45].

### 2.2.3.3 PMSM se zapuštěnými magnety

Stejně jako u předchozích typů jsou magnety umístěny na povrchu rotorů. Liší se pouze tím, že mezery mezi magnety jsou vyplněny jiným materiálem - železem (Obrázek 7). Jelikož magnety nevyčnívají na povrchu, ale jsou zapuštěny do rotorů, má tato konstrukce mnohem větší mechanickou pevnost. Vzhledem k tomu, že oblast magnetického pole magnetu je menší než velikost pole na povrchu rotoru, je magnetická indukce ve vzduchové mezeře menší než indukce magnetu. Tyto konstrukce se využívají především u vysokorychlostních motorů. Motory mají pak menší konstrukci i nižší hmotnost, a tím pádem i menší moment setrvačnosti. Motor se vyznačuje také poměrně vysokou účinností, takže může pracovat i jako pomaloběžný stroj, a to i bez převodovky.[46]



Obrázek 7 PMSM se zapuštěnými magnety

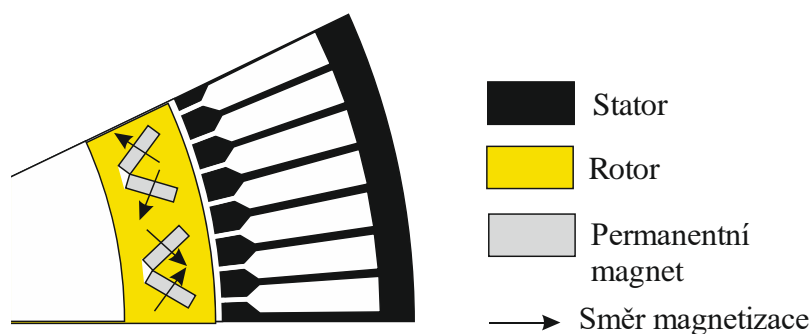
### 2.2.3.4 PMSM s vnořenými magnety (Buried PM, Interior PMSM)

Dalším způsobem umístění magnetu je dovnitř rotoru. Výhoda konstrukce vnořených magnetů je možnost koncentrovat tok generovaný magnety v rotoru, a tím dosáhnout vysoké hustoty toku vzduchovou mezerou. Takto umístěné magnety jsou pak více odolné vůči demagnetizaci. Celková konstrukce motoru je velmi pevná a proto ji lze využít pro vysokorychlostní stroje. Nevýhodou je ovšem poměrně složitá výroba oproti motorům s magnety na povrchu. Z rotoru je odstraněno železo tak, aby vznikaly velké vzduchové mezery mezi magnety. Tím se zabrání nechtěnému průchodu magnetického toku mezi sousedními magnety na povrchu rotoru, a zároveň se zmenší hmotnost rotoru, která se projeví na snížení jeho momentu setrvačnosti.



### PMSM s vnořenými magnety do tvaru V (jednopolový pár)

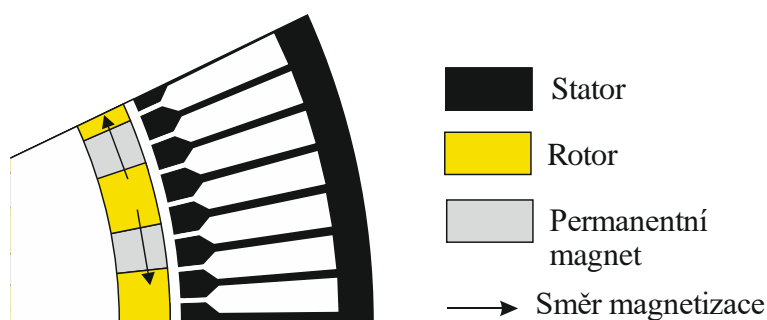
V tomto provedení jsou dva magnety spojeny přes jeden pól v určitém úhlu (obrázek 8). Výsledný tvar pak připomíná písmeno V. Mezi konci magnetu a vzduchovou mezerou jsou dva železné mosty. Hlavní nevýhoda tohoto provedení jsou právě železné mosty, přes které uniká velká část magnetického toku. Velikost průtoku se dá do značné míry ovlivnit silou těchto mostů. Minimální tloušťka je ovšem z velké části ovlivněna mechanickým omezením. Kromě toho tato konstrukce není příliš vhodná pro vysoký počet pólů. Místo pro umístění permanentních magnetů je omezené a úhel mezi magnety nelze příliš zmenšovat, jinak by mohlo dojít k nasycení prostoru mezi magnety. Značně omezující je také velký počet permanentních magnetů, který zvyšuje cenu motoru.[47]



Obrázek 8 PMSM s vnořenými magnety do tvaru V

### PMSM s vnořenými magnety - tangentially-magnetized

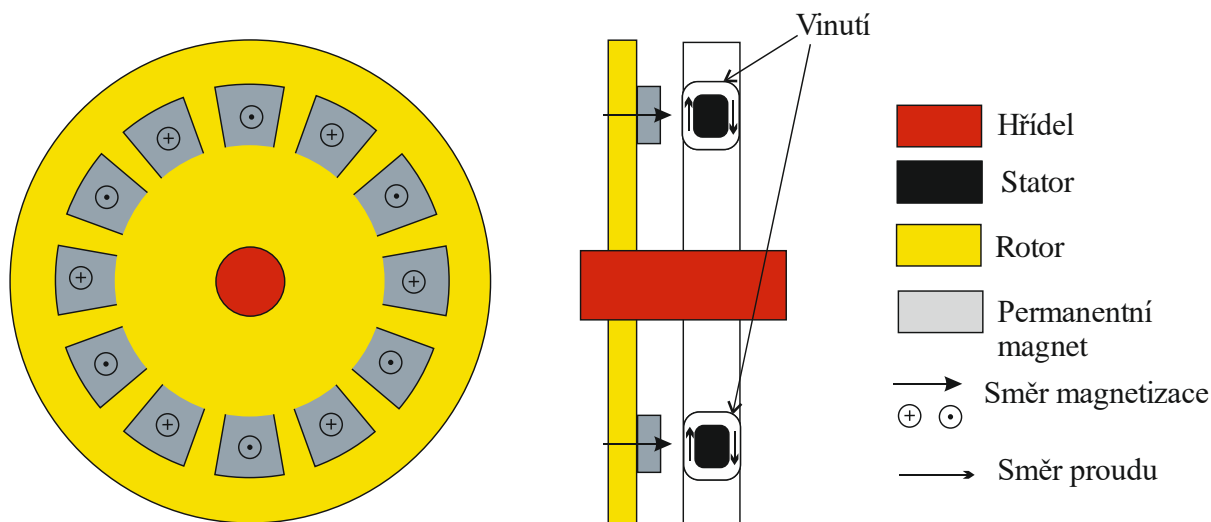
U této druhé konstrukce jsou magnety a materiál rotoru seskládány v obvodu vedle sebe a připevněny na neferomagnetickou hřídel (obrázek 9). Pokud by se použila feromagnetická hřídel, opět by docházelo k velkým ztrátám magnetického toku. I u tohoto způsobu se objevuje několik nevýhod. Objevuje se tady opět problém s množstvím pólů, ale na rozdíl od předchozího typu tato konstrukce neobsahuje žádné „železné mosty“ a rozptylové toky jsou potom velmi nízké. [48] Nicméně studie ukazují, že tento způsob konstrukce vykazuje více nevýhod než výhod. [42]



Obrázek 9 PMSM s vnořenými magnety

### 2.2.4 PMSM s axiálním tokem

Tato konstrukce je dalším řešením pro pomalu se točící stroje. Na rozdíl od RFPM má tento motor poměrně krátkou hřídel a velký průměr (obrázek 10). Jak již napovídá název, tok teče ve směru osy hřídele a proud příčně [49][50][51][52][53].



Obrázek 10 PMSM s axiálním tokem

Hlavní výhodou těchto motorů je jejich malá axiální délka. Nevýhodou je naopak velmi komplikovaná výroba. Pokud mají být tyto motory vysokomomentové, musí být jejich stator i rotor vytvořen z magnetického materiálu, přičemž se PM nalepují na rotor. A stator je vyráběn z neorientovaných elektromagnetických plechů, na jejichž obou stranách je umístěno vinutí. Pokud jsou vyžadovány vyšší otáčky, jsou pak statory vyráběny z amorfních slitin. Další nevýhodou axiálních motorů jsou pak také velké axiální síly vznikající mezi rotorem a statorem.

### 2.2.5 Výhody PMSM

- vyšší účinnost
- rotor neobsahuje vinutí
  - nemusí se přivádět napájení na rotor
  - má menší moment setrvačnosti
  - je menší a lehčí oproti asynchronním motorům
- Před rozběhem není třeba motor budit a nepotřebuje zdroj budicího proudu
  - do buzení rotoru se nemusí přivádět proud
- momentová přetížitelnost
- lze realizovat pomaluběžné motory s dostatečným výkonem bez převodovky

### 2.2.6 Nevýhody PMSM

- Složitější výroba
- Náročnější opravy

- Vyšší cena
- Problematické odbuzování
- Potřeba dobrého chlazení
- Menší robustnost

## 3 Matematický model synchronního motoru

### 3.1 Transformace

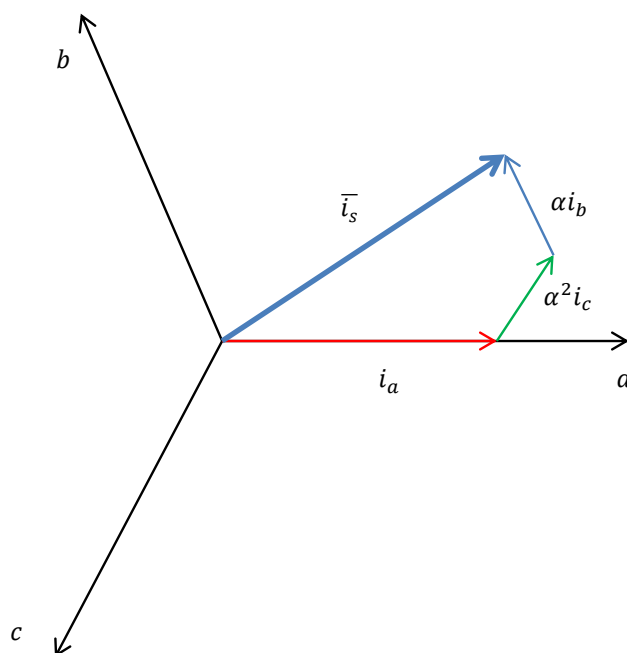
„K popisu PMSM se užívá dvou kvalitativně zcela rozdílných typů fyzikálních veličin. V prvním případě se jedná o veličiny mechanické, jako poloha (úhel natočení rotoru) a otáčky (rychlost otáčení), dále pak zátěžný moment nebo tření. Druhým uvažovaným typem jsou veličiny elektrické, především elektrické proudy a napětí, a dále indukčnosti a rezistence.

Elektrické veličiny se nejčastěji uvažují v jednom ze tří souřadných systémů. Souřadný systém  $a - b - c$  uvažuje tři osy ( $a, b, c$ ) ve směru os vinutí jednotlivých fází (obrázek 11). Protože však elektrické veličiny v jednotlivých osách systému  $a - b - c$  nebývají vzájemně nezávislé a jsou svázány vztahem, je obvykle využíván popis v soustavě  $\alpha - \beta$ . Tato souřadná soustava je opět svázána se statorem. Osa  $\alpha$  je totožná s osou  $a$ , osa  $\beta$  je na osu  $\alpha$  kolmá a tvoří tak ortogonální systém. Pro mnoho aplikací se však ukazuje výhodným přejít do rotující souřadné soustavy  $d - q$  svázané s rotorem. Osa  $d$  je pak umístěna ve směru osy permanentního magnetu a směřuje k jeho severnímu pólu, osa  $q$  je na ni kolmá.“[54]

Za předpokladu, že  $i_a, i_b, i_c$  jsou okamžité proudy statoru, pak výsledný vektor statorového proudu  $\bar{i}_s$  je definován jako:

$$\bar{i}_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c \quad (3.1)$$

Kde  $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$  a  $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$



Obrázek 11 Souřadný systém *abc* [55]

Pro zjednodušení modelu můžeme tento třífázový systém *abc* převést na dvojfázový systém  $\alpha\beta$ , kde jsou fáze posunuty o  $90^\circ$  (obrázek 12). Tato transformace se nazývá Clarkové

### 3.1.1 Clarkové transformace

Transformace vychází z předpokladu, že proudy  $i_a, i_b, i_c$  jsou souměrné s fázovým posunem  $\frac{2}{3}\pi$ . Pokud budeme transformovat proud, rovnice budou následující:

$$i_\alpha = i_a \quad (3.2)$$

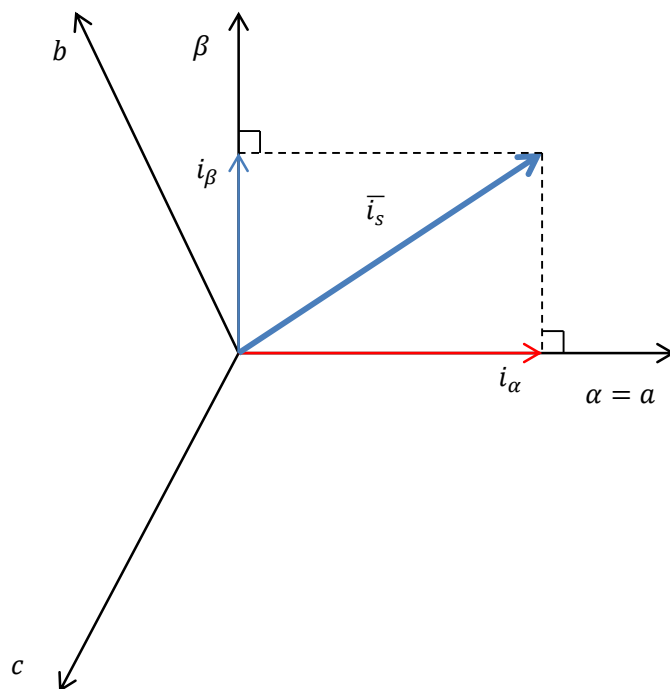
$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_b - \frac{1}{\sqrt{3}} i_c \quad (3.3)$$

Zpětná transformace bude poté následující:

$$i_a = i_\alpha \quad (3.4)$$

$$i_b = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (3.5)$$

$$i_c = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (3.6)$$



Obrázek 12 Souřadný systém  $\alpha\beta$  [55]

### 3.1.2 Parkova transformace

Parkova transformace provádí transformaci ze satorového souřadného systému  $\alpha\beta$  na systém, který je spjatý s rotorem, tedy rotorový souřadný systém  $dq$  (obrázek 13). Úhel mezi rotorovým a satorovým vinutím je  $\theta$ . [55]

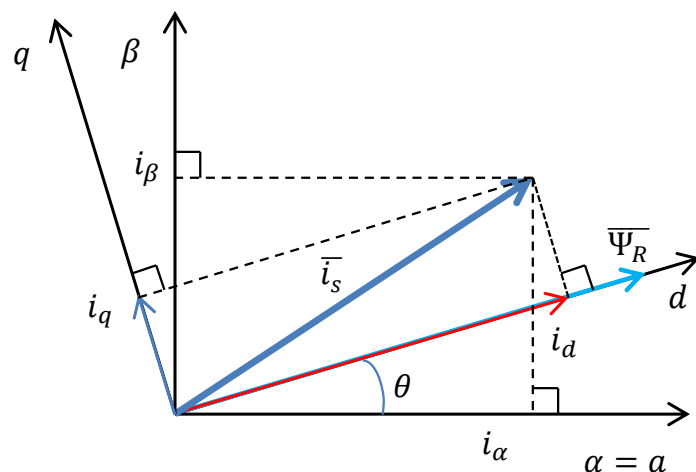
$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (3.7)$$

$$i_q = i_\beta \cos(\theta) - i_\alpha \sin(\theta) \quad (3.8)$$

Zpětná transformace bude

$$i_\alpha = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \quad (3.9)$$

$$i_\beta = i_q \cos(\theta) + i_d \sin(\theta) \quad (3.10)$$



Obrázek 13 Souřadný systém  $dq$  [55]

### 3.2 Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM)

Synchronní motory s permanentními magnety používají místo budícího vinutí pro vytvoření magnetického toku permanentní magnety z materiálů na bázi vzácných zemin, např. Sa-Co, nebo Nd-Fe-B. Díky tomu, že motor neobsahuje budící vinutí a kroužky, značně se zjednoduší, a taktéž odpadne zdroj budícího proudu. Ve srovnání s asynchronními motory pracuje PMSM s podstatně větším účínkem, jelikož neodebírání ze sítě magnetizační proud. Navíc v rotoru nevznikají ztráty v budícím vinutí ani v rotorové kleci, jak tomu bývá u asynchronního motoru. Díky tomu PMSM může mít menší rozměry při stejném výkonu a taktéž lepší účinnost než asynchronní motor.

Samotný model se může objevovat ve třech různých formách. Buď modelován se všemi třemi statorovými vinutími  $a, b, c$ . Pro zjednodušení se dá model přepočítat pouze do systému dvou souřadnic  $\alpha, \beta$  spjatých se statorem nebo do souřadnic  $d, q$  spjatých s rotorem (obrázek 14).

V našem případě využíváme model v souřadnicích  $d, q$ , který je vytvořen podle následujících rovnic [56].

Pro magnetická spřažení na základě uvedených zjednodušení platí:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (3.11)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.12)$$

Napěťové rovnice obecného synchronního stroje upravíme s použitím výše uvedených vztahů na následující tvar

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q = R_s i_d + \frac{d(L_d i_d + \Psi_f)}{dt} - \omega L_q i_q = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (3.13)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega \Psi_d = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega (L_d i_d + \Psi_f) \quad (3.14)$$

Z nich pak určíme derivace stavových veličin, což jsou statorové proudy. Po Laplaceově transformaci dostaneme

$$p i_d = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega L_q i_q) \quad (3.15)$$

$$p i_q = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q + \omega L_d i_d - \omega \Psi_f) \quad (3.16)$$

Mechanická rychlost

$$p \omega_m = \frac{1}{J_c} (M_e - M_L) \quad (3.17)$$

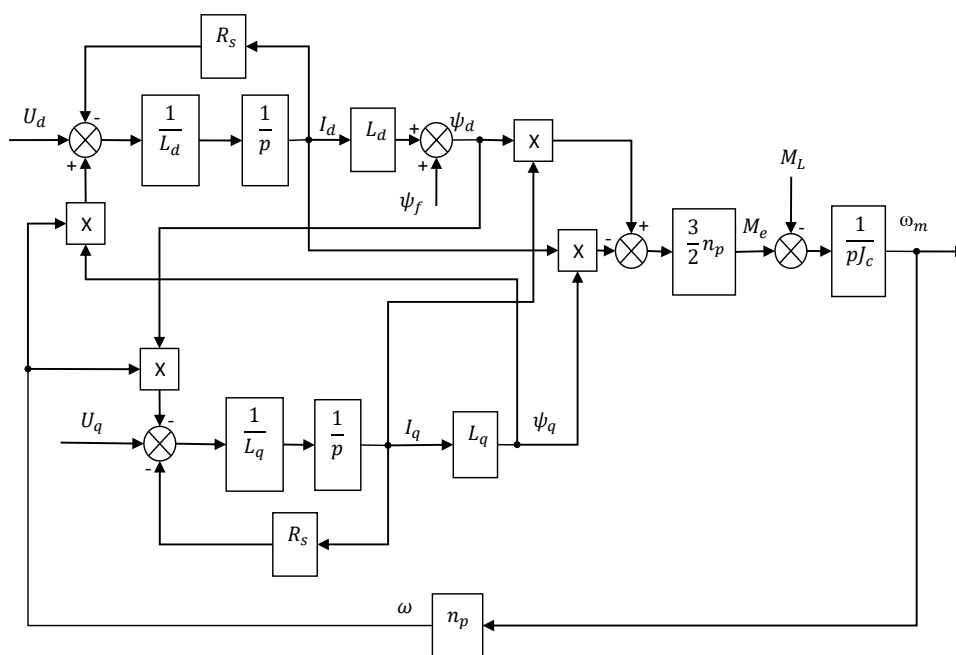
A elektrická rychlost

$$\omega = n_p \omega_m \quad (3.18)$$

Elektrický moment stroje

$$M_e = \frac{3}{2} n_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} n_p [\Psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (3.19)$$

Kde  $i_d, i_q$  jsou proudy,  $n_p$  počet pólových dvojic,  $M_L$  je zátěž motoru,  $R_s$  je odpor statoru,  $L_d, L_q$  je podélná a příčná indukčnost,  $\Psi_f$  je magnetický tok magnetu,  $J_c$  je celkový moment setrvačnosti.



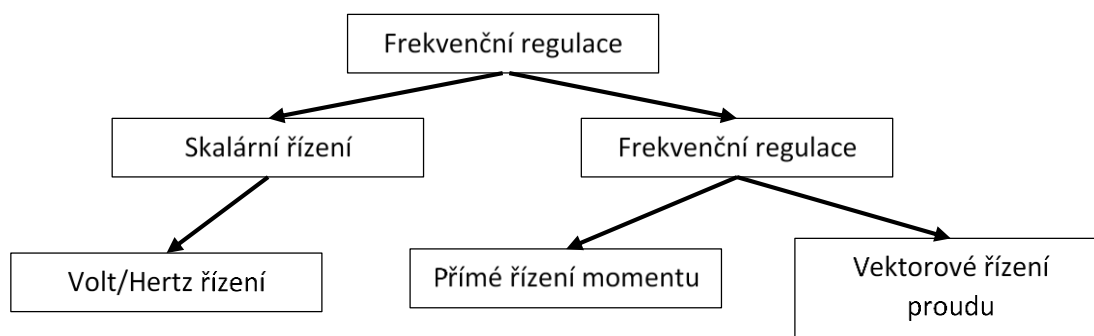
Obrázek 14 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety [56]

Tyto rovnice jsou shodné pro oba typy synchronních motorů jak s vnějším, tak s vnitřním rotorem.



## 4 Metody řízení motoru PMSM

V této kapitole je popsáno několik běžně používaných metod řízení PMSM [57]. Hlavní dělení je mezi skalární a vektorové metody (obrázek 15). Skalární metody vychází z ustáleného stavu, a naopak vektorové řízení pracuje i s prostorovým vektorem. Tyto vlastnosti se využívají především při přechodových dějích, kde je potřeba přesně řídit rychlost a moment.



Obrázek 15 Metody řízení motoru PMSM

### 4.1 Skalární řízení

Skalární řízení vychází z ustáleného stavu. Pro jeho použití potřebujeme pouze amplitudu a frekvenci napětí a proudu. Toto řízení se využívá například tam, kde jsou motory řízeny paralelně jedním střídačem.

#### 4.1.1 Volt/Hertz řízení

V tomto případě řízení není využívána žádná zpětná vazba a celé řízení probíhá v otevřené smyčce. Myšlenka spočívá v tom udržet statorový tok konstantní na nominální hodnotě tak, aby byl stejný poměr mezi momentem a proudem v celém rozsahu otáček. [57]

### 4.2 Vektorové řízení

„Základní podmínkou vektorového řízení střídavého motoru je oddělení regulačních obvodů pro moment a magnetický tok tak, aby se vzájemně neovlivňovaly. Regulačním obvodem momentu se nastavuje moment motoru, a tedy činný výkon, regulačním obvodem magnetického toku se realizuje výsledný magnetický tok stroje, a tedy jalový výkon.

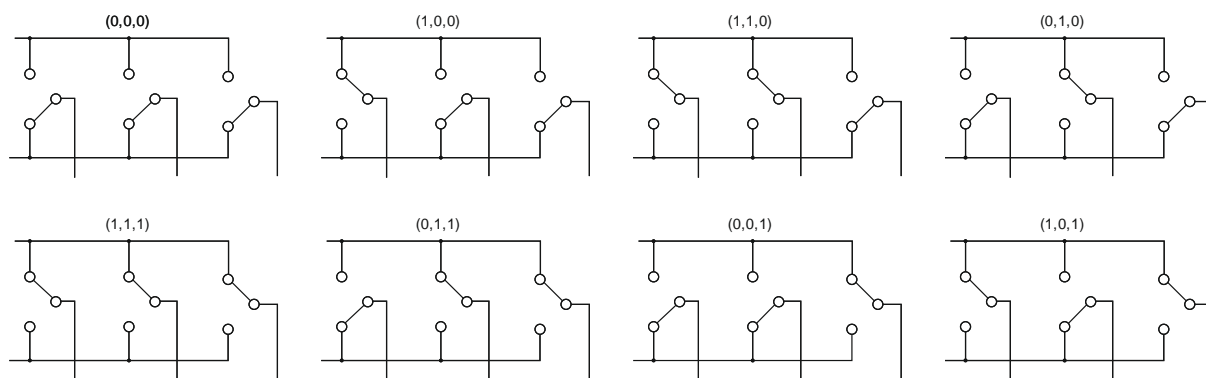
Princip vektorového řízení spočívá v rozložení prostorového vektoru statorového proudu do dvou kolmých složek v rotujícím souřadnicovém systému, který může být orientován na prostorový vektor statorového nebo rotorového magnetického toku, případně na prostorový vektor výsledného magnetického toku. U synchronního motoru se pak řeší tok magnetu, které se dá odpuzováním zmenšovat. Složky prostorového vektoru statorového proudu pak určují

moment a magnetizaci stroje. Momentotvorná složka vektoru statorového proudu určuje společně s příslušným vektorem magnetického toku moment stroje. Magnetizační složka ležící ve směru vektoru magnetického toku ovlivňuje magnetizaci motoru.”[58]

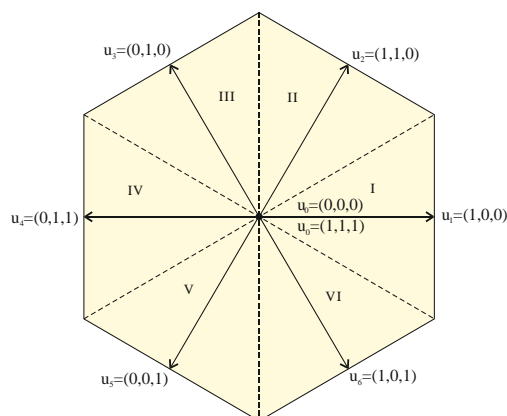
V dnešní době se nejvíce využívají dva druhy tohoto řízení. Jedná se o přímé řízení momentu (Direct torque control - DTC) a vektorové řízení proudu (Field Oriented Control - FOC)

#### 4.2.1 Přímé řízení momentu-DTC

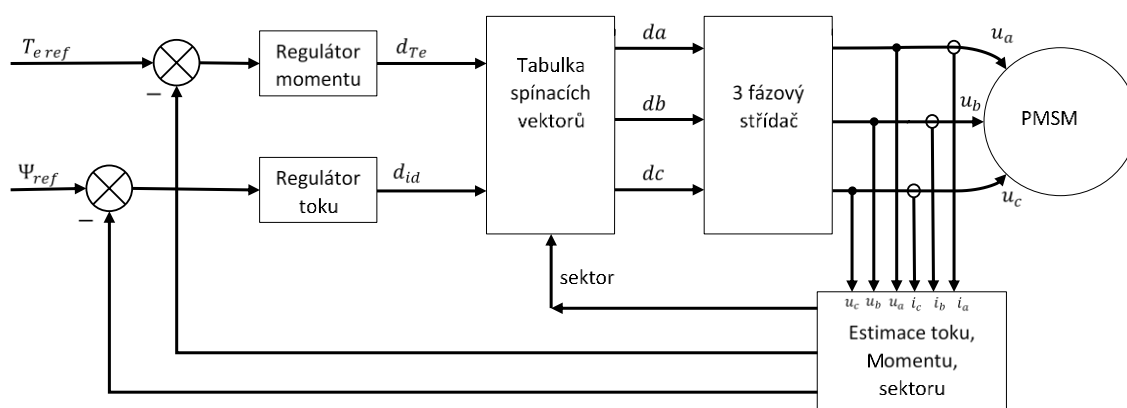
Tato metoda vznikla již v roce 1986, kdy ji pro asynchronní motory navrhli Takahashi a Noguchi [59]. V případě IPMSM se tato technika objevuje až v roce 1990 [60] a u synchronních reluktančních motorů až v roce 2010. Hlavní myšlenkou bylo kontrolovat statorový tok a moment přímo bez využití řízení proudu. Toho je dosaženo tak, že tranzistory ve střídači jsou spínány podle předem známé tabulky v závislosti na momentu a toku[61] [62][63][64]. Řízení vždy vybere optimální spínací režim tak, aby docílil požadované změny magnetického toku a elektromagnetického momentu. Tyto dvě položky závisí na aktuálním stavu motoru. Velikost generovaného momentu závisí na úhlu mezi magnetickým tokem statoru a rotoru a velikost magnetického toku se odvíjí od buzení rotoru. Řízení má celkem osm režimů, z toho je 6 aktivních a 2 nulové. Volba dalšího sektoru vždy závisí na aktuálním sektoru a na tom, jak chceme moment či tok změnit, případně zachovat. Vzhledem k tomu, že vektory toku a momentu nejsou přímo měřitelné, musí se odhadovat z naměřených hodnot, a to z proudů a napětí [65] [22].



Obrázek 16 Jednotlivé kombinace zapojení [22]



Obrázek 17 Spínací režimy invertoru a vyznačení sektorů pro DTC řízení [22]



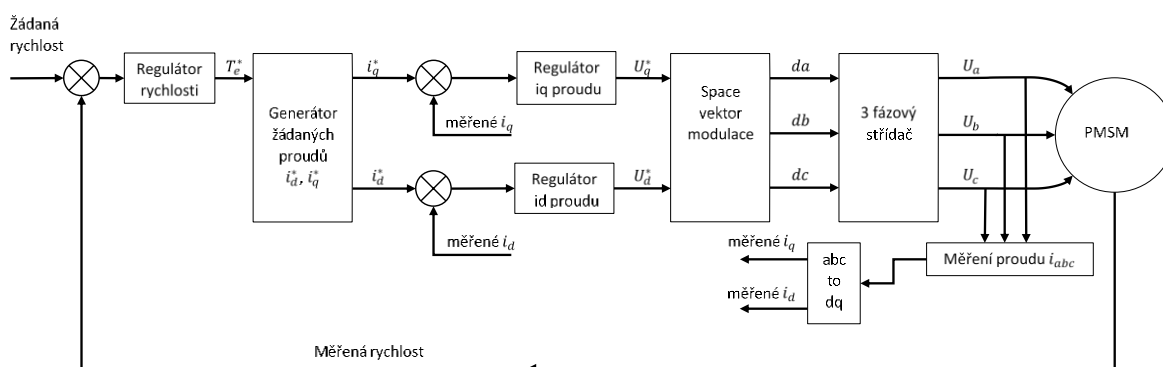
Obrázek 18 Řídicí struktura přímého řízení momentu - DTC

### 4.3 Vektorové řízení PMSM

Vektorové řízení PMSM hodně připomínalo řízení DC motorů. Hlavní myšlenka byla řídit proud v příčném směru s magnetickým tokem vytvořeným permanentním magnetem. Moment je pak přímo úměrný součinu spřaženého toku z magnetu a proudu. U střídavých strojů rotace rotoru vyžaduje, aby tok rotoval po dané frekvenci. Pro takové řízení je nejvhodnější volit takový model, který má svůj souřadný systém spřažený se souřadným systémem rotoru. To znamená, že se otáčí synchronně s magnetickou osou rotoru. U tohoto systému se osa *x* nazývá *příma* (obvykle značená *d*) a osa *y* je *příčná* (obvykle značená *q*). Magnetický tok se nachází na ose *d*, a pokud je proud řízen v příčném prostoru, je zarovnaný s osou *q* [66]. Velká výhoda tohoto řízení je především v jeho kvalitě [67][68]. Pokud provedeme transformaci z trojfázové soustavy do pravoúhlé rotující soustavy *d-q*, je řízení motoru velmi podobné řízení DC motoru. Regulace momentu se provádí změnou momentové složky, přičemž tokotvorná složka je konstantní. V případě PMSM tokotvorná složka proudu není nutná, jelikož je motor trvale buzen permanentními magnety a proud v podélné ose je řízen do nuly. V tomto případě nám pro řízení stačí pouze proud v příčné ose, tím dosáhneme lineární závislosti momentu na

proudu[69] [70][71]. Celkově se používají tři uzavřené smyčky, dvě jsou vnitřní a jedna vnější (obrázek 19). Vnější smyčka je využívána pro řízení rychlosti a vnitřní smyčky slouží k regulaci příčného a podélného proudu. U takto zvoleného řízení je potřeba, aby vždy vnitřní smyčky běžely s menší vzorkovací periodou než vnější smyčky, a to přibližně šest až osmkrát. Jako vstup řízené soustavy je požadována rychlost motoru, která je porovnávána s naměřenou rychlostí ze snímače otáček, a jejich rozdíl vstupuje do otáčkového regulátoru. Výstup tohoto regulátoru je požadovaný proud v příčné ose, neboli požadovaný moment. A z tohoto požadavku jsou dále řízeny příčný a podélný proud v závislosti na strategii řízení: [72][73]

- řízení na konstantní momentový uhel (CTA) [74][75]
- řízení maximálního momentu na ampér (MTPA) [76]
- řízení účinníku (UPFC) [77]
- řízení konstantního statorového toku (CSTC)



Obrázek 19 Řídící struktura vektorového řízení proudů [73]

	Vektorové řízení proudů	Přímé řízení momentu
<b>Výhody</b>	konstantní spínací frekvence unipolární napěťový výstup invertoru malé spínací ztráty malá vzorkovací frekvence řídící proudová smyčka	struktura není závislá na parametrech rotoru žádné souřadnicové transformace žádná proudová řídící smyčka
<b>Nevýhody</b>	souřadnicová transformace více řídících smyček	bipolární napěťový výstup invertoru proměnná spínací frekvence vysoké spínací ztráty vysoká vzorkovací frekvence

Tabulka 1 Výhod a nevýhody řízení

## 5 Identifikace parametrů

### 5.1 Frekvenční analýza

Frekvenční charakteristika popisuje chování systému při různých frekvencích. Hlavní roli zde hraje výstupní a vstupní harmonický signál, kde se vyšetřuje jejich poměr a fázový posun. Tento způsob je zcela běžný, ale lze použít pouze na některé typy fyzikálních veličin, jako je například napětí. Frekvenční charakteristiku lze získat Fourierovou analýzou odezvy na periodické signály nebo výpočtem pomocí výkonové spektrální hustoty.

U frekvenční analýzy vycházíme z modelu

$$Y(p) = F(p) U(p) \quad (5.1)$$

Kde  $Y(p)$  je Laplaceova transformace výstupního signálu  $y(t)$

$U(p)$  je Laplaceova transformace vstupního signálu  $u(t)$

$F(p)$  je přenos systému

Pokud na vstup systému přivedeme harmonický signál typu sinus

$$u(t) = A \sin(\omega_i t) \quad (5.2)$$

A systém je asymptoticky stabilní, potom výstup v ustáleném stavu bude

$$y(t) = B \sin(\omega_i t + \varphi) \quad (5.3)$$

Kde

$$B = A |F(j\omega)| \quad (5.4)$$

$$\varphi = \arg F(j\omega) \quad (5.5)$$

O pravdivosti tohoto tvrzení se můžeme snadno přesvědčit. Pokud je systém reprezentován váhovou funkcí  $h(t)$

$$y(t) = \int_0^t h(\tau) u(t - \tau) d\tau \quad (5.6)$$

Kde  $h(\tau)$  jejíž Laplaceova transformace je  $F(p)$ . Pokud zavedeme

$$F_t(p) = \int_0^t h(\tau) e^{-p\tau} d\tau \quad (5.7)$$

Protože  $\sin \omega t = \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})$ , pak

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{A}{2j} \int_0^t h(\tau) [e^{j\omega(t-\tau)} - e^{-j\omega(t-\tau)}] d\tau \\ &= \frac{A}{2j} [e^{j\omega t} F_t(j\omega) - e^{-j\omega t} F_t(-j\omega)] \\ &= \frac{A}{2j} |F_t(j\omega)| [e^{j\omega t} e^{j \arg F_t(j\omega)} - e^{-j\omega t} e^{-j \arg F_t(j\omega)}] \\ &= A |F_t(j\omega)| \sin(\omega t + \arg F_t(j\omega)) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Pokud uvažujeme  $t \rightarrow \infty$ , pak  $F_t(j\omega) \rightarrow F(j\omega)$

Po naměření amplitud  $A$ ,  $B$  a fázového posunu  $\varphi$  můžeme vypočítat komplexní proměnnou  $F(j\omega)$  z (5.4)(5.5). Pokud potřebujeme získat závislost  $F(j\omega)$  na frekvenci  $\omega$ , stačí do systému poslat dostatečné množství různých frekvencí. Tato metoda je ovšem velmi citlivá na šum a je používána jen občas.

Pokud je systém popsán rovnicí

$$Y(p) = F(p) U(p) + E(p) \quad (5.9)$$

Kde  $e(t)$  je stochastická porucha. Pak rovnice (5.3) bude mít tvar (5.10)

$$y(t) = B \sin(\omega_i t + \varphi) + e(t) \quad (5.10)$$

Šum bude značně ovlivňovat měření  $B$  a  $\varphi$ . Proto se využívá korelační technika, která je vůči šumu více odolná. Signál je dále násoben  $\sin(\omega_i t)$  a  $\cos(\omega_i t)$  a integrován přes jednu periodu. Tím dostaneme dvě hodnoty  $y_s$  a  $y_c$ .

Pokud tento postup použijeme na (5.10), dostaneme

$$\begin{aligned}
y_s(T) &= \int_0^T y(t) \sin(\omega_i t) dt = \\
&= \int_0^T B \sin(\omega_i t + \varphi) \sin(\omega_i t) dt + \int_0^T e(t) \sin(\omega_i t) dt = \\
&= \frac{BT}{2} \cos \varphi - \frac{B}{2} \int_0^T \cos(2\omega_i + \varphi) dt + \int_0^T e(t) \sin(\omega_i t) dt
\end{aligned} \tag{5.11}$$

$$\begin{aligned}
y_c(T) &= \int_0^T y(t) \cos(\omega_i t) dt = \\
&= \int_0^T B \cos(\omega_i t + \varphi) \cos(\omega_i t) dt + \int_0^T e(t) \cos(\omega_i t) dt = \\
&= \frac{BT}{2} \sin \varphi - \frac{B}{2} \int_0^T \sin(2\omega_i + \varphi) dt + \int_0^T e(t) \cos(\omega_i t) dt
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Jestliže naměřené hodnoty neobsahují šum, tedy  $e(t) = 0$  a doba integrace  $T$  je přes jednu periodu funkce  $\sin$  nebo její násobek ( $T = k2\pi/\omega$ ), dostáváme:

$$y_s(T) \cong \frac{BT}{2} \cos(\varphi) \tag{5.13}$$

$$y_c(T) \cong \frac{BT}{2} \sin(\varphi) \tag{5.14}$$

Po dosazení za  $B$  a  $\varphi$  dostáváme

$$y_s(T) = \frac{AT}{2} \Re[F(j\omega_i)] \tag{5.15}$$

$$y_c(T) = \frac{AT}{2} \Im[F(j\omega_i)] \tag{5.16}$$

Z principu metody je zřejmá větší odolnost na šum než u klasické frekvenční analýzy. Je to dáno především integrací přes celou periodu, čímž dostáváme informace za delší časový úsek. Naopak hlavní nevýhodou této metody je, že potřebuje, aby systém byl ve „stacionární fázi“, aby byla provedená integrace správná, což vyžaduje delší časové experimenty.

## 5.2 Gradientní metody

### 5.2.1 Algoritmy založené na gradientu

Algoritmy založené na použití gradientu jsou jedny z nejběžnějších metod pro identifikaci nelineárních systémů. U těchto metod se předpokládá, že sklon  $g = \partial I(\theta)/\partial \theta$  ztrátových funkcí  $I(\theta)$  vzhledem k vektoru parametrů  $\theta$  je znám z analytického výpočtu nebo z aproximace pomocí techniky konečných rozdílů (finite difference). Princip všech algoritmů na bázi gradientu je založen na změně vektoru parametru  $\theta_{k-1}$  v závislosti na velikosti kroku  $\eta_{k-1}$  ve směru  $p_{k-1}$  tak, že je směr gradientu  $g_{k-1}$  potočen, jeho velikost změněna je směrovou maticí  $R_{k-1}$ :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} p_{k-1} \text{ kde } p_{k-1} = R_{k-1} g_{k-1} \quad (5.1)$$

Jak je patrné, každá iterace by měla zmenšit hodnotu ztrátové funkce. Například  $I(\theta_k) < I(\theta_{k-1})$  kde směrová matice  $R_{k-1}$  je pozitivně definitní. Nejjednodušší volba směrové matice je  $R_{k-1} = I$ , která vede k směru největšího spádu, přesně opačnému ke gradientu  $g_{k-1}$ .

Existující algoritmy mohou být rozdělovány pomocí různé velikosti a rotace matice  $R$  a velikostí kroku  $\eta$ .

Nejprve se zaměříme na velikost kroku  $\eta$ . V této kategorii se nachází metoda největšího spádu, Newtonova metoda, Quasi-Newtonova a metoda konjugovaných gradientů. Ačkoli identifikujeme nelineární systémy, je někdy užitečné analyzovat konvergenční chování těchto algoritmů na problému lineárních nejmenších čtverců, například pro případ kvadratické ztrátové funkce. Vycházíme z toho, že v malém okolí může být každá nelineární funkce aproximována hyperbolou.

#### 5.2.1.1 Metoda přímého vyhledávání

V této metodě musí být vybrána velikost kroku  $\eta$ . V některých případech je krok volen jako konstanta. Ale pokud hledáme optimální velikost kroku  $\eta_{k-1}$ , který minimalizuje ztrátovou funkci v daném směru  $p_{k-1}$ , je metoda mnohem účinnější.

Ta může být rozdělena do dvou procedur. Nejdříve, musí být nalezen interval, který obsahuje minimální ztrátovou funkci spolu s  $p_{k-1}$ . Poté musí být nalezeno minimum, pomocí intervalové redukce, bez použití tohoto intervalu [78][79][80].



## Intervalová redukce (Interval Reduction)

Metody intervalové redukce mohou být rozděleny na porovnávání funkcí a polynomiální interpolační metody. Základní charakteristikou komparativních metod je vyčíslení diskrétních hodnot ztrátové funkce v určitých bodech, jejich porovnání s hodnotami vypočtenými v dalším kroku a v určení postupu konstrukce dalších diskrétních bodů. Postupuje se tak dlouho, dokud se dosahuje dalšího zlepšení hodnoty ztrátové funkce. Jednou z těchto metod je Fibonacciho metoda, v každé iteraci je interval rozdělen v poměru dvou Fibonacciho čísel. Obtížnost této metody spočívá v neznámém počtu iterací, které metoda bude potřebovat. Další metoda, která má podobnou efektivitu, je metoda zlatého řezu (Golden Section search). Tato metoda je velmi podobná Fibonacciho metodě, ale částečně odstraňuje její nedostatky. Interval je vždy rozdělen poměrem zlatého řezu. Všechny porovnávací metody mají pouze první řád konvergence a jsou závislé na specifickém tvaru ztrátové funkce.

Polynomiální interpolační metody odhadují minimum v rámci intervalu nalezením polynomu (často druhého nebo třetího řádu) s podobným průběhem, jako mají známé hodnoty ztrátové funkce nebo její derivace. Tyto metody většinou dosahují vyšší míry konvergence než porovnávací metody.

## Intervalové umístění

Metoda intervalové umístění může být také rozdělena na porovnávání funkce a polynomiální extrapolaci metody. První intervalová mez je jednoduše předchozí vektor parametrů  $\theta_{k-1}$ . Metody porovnávání funkce nacházejí další intervalovou mez pomocí iterace. Na začátku má krok nějakou počáteční hodnotu a každou další iterací je tato hodnota zdvojnásobena, dokud není zmenšena hodnota ztrátové funkce v hledaném směru. Polynomiální extrapolace v podstatě pracuje ve stejném způsobu interpolace pro metody intervalové redukce. Výhody a nevýhody obou přístupů jsou podobné těm pro intervalovou redukci.

Interakce mezi algoritmem přímého vyhledávání (line search) a technikami nelineární optimalizace je velmi důležité, ale složité téma. Požadovaná přesnost intervalové redukce závisí na zvolené optimalizační technice. Musí dojít ke kompromisu mezi menším počtem iterací s vyšším výpočetním výkonem, nebo větším počtem iterací s menším výpočetním výkonem. Například pro Quasi-Newtonovy metody je dostatečné a výpočetně výhodné používat velmi hrubý odhad přímého vyhledávání [81], naproti tomu metoda konjugovaných gradientů potřebuje tento odhad o hodně přesnější.

### 5.2.1.2 Metoda konečných diferencí

Gradient ztrátové funkce vždy vyžaduje výpočet první derivace výstupu modelu  $\tilde{y}$  s ohledem na parametry  $\theta$ . Například v nejčastější zmenšení kvadratické ztrátové funkce se gradient počítá následně:

$$g = \frac{\partial I(\theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N e^2(i)}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \frac{\partial e^2(i)}{\partial \theta} = \sum_{i=1}^N e(i) \frac{\partial e(i)}{\partial \theta} = - \sum_{i=1}^N e(i) \frac{\partial \tilde{y}(i)}{\partial \theta} \quad (5.2)$$

Kde chyby  $e(i) = y(i) - \tilde{y}(i)$  jsou rozdíly mezi měřeným výstupem  $y(i)$  a výstupem modelu  $\tilde{y}(i)$  závislým na parametrech  $\theta$ , přičemž  $N$  je počet vzorků. Použitím (5.2) jako gradient v (5.1) lze odstranit znaménko.

V některých případech je nemožné odvodit analytický výraz gradientu, nebo je výpočet příliš náročný. V takovém případě může být použita pro numerický výpočet gradientu takzvaná metoda konečných diferencí.

$$g_i(\theta) = \frac{g(\theta + \Delta\theta_i) - g(\theta)}{\Delta\theta_i} \quad (5.3)$$

Kde  $\Delta\theta_i$  je malý krok do  $i$ tého směru souřadnicového systému. To znamená, že pro aproximaci celého gradientu  $g$  v bodě  $\theta$  musí být výraz vyhodnocen pro  $i = 1, 2, \dots, n$ , tedy pro všechny směry prostoru vyhledávání. Musí se tedy spočítat  $n$  ztrátových funkcí v bodech  $I(\theta + \Delta\theta_i)$ , kde  $n$  je počet parametrů. To znamená, že výpočet gradientu pomocí metoda konečných diferencí se může snadno stát dominantním faktorem v optimalizaci.

V zásadě je také možné aproximovat Hessian aplikováním techniky konečných diferencí na gradient.  $i$ tý sloupec  $h_i$  Hessianu  $H$  může být spočítán:

$$h_i(\theta) = \frac{g(\theta + \Delta\theta_i) - g(\theta)}{\Delta\theta_i} \quad (5.4)$$

V praxi je to možné, pouze pokud gradienty je možno řešit analyticky, jinak by byl potřeba velký výpočetní výkon. Praktický problém u aplikace techniky konečných diferencí je určit, jak velký krok  $\Delta\theta_i$  zvolit. V ideálním případě by krok měl být zvolen tak malý, aby chyby byly co

nejmenší, ale dostatečně velký na to, aby se zabránilo velkým kvantizačním chybám vzniklým na počítači vyplývajícím z odečtení dvou téměř stejných hodnot.[82]

### 5.2.1.3 Metoda největšího spádu

Metoda největšího spádu je zjednodušená verze (5.1), protože směrová matice  $R$  je  $I$ .

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} g_{k-1} \quad (5.5)$$

Proto je směr hledání opačný, než je směr gradientu. Tím zabezpečujeme zmenšení hodnoty ztrátové funkce v každé iteraci. Tento způsob tak dává přijatelné výsledky v prvních několika iteracích. Ale pokud konvergujeme k minimu, objevují se zde stejné problémy jako u lineární metody nejmenších čtverců. Chování tohoto algoritmu vyplývá z ortogonalitě po sobě jdoucích hledacích směrů v metodě největšího spádu. Navzájem kolmé hledací směry jsou důsledkem procedury přímého hledání (line search), protože v každé iteraci se nachází minimum v opačném směru gradientu. Gradient v tomto minimu je kolmý na ten z předchozí iterace. Kvůli tomuto „zig-zagging“ efektu bude pouze algoritmus metody největšího spádu optimalizovat parametry, které odpovídají dominantním vlastním číslům Hessianu. Dokonce i pro lineární optimalizaci algoritmu metody největšího spádu potřebuje nekonečný počet iterací pro konvergování. Díky tomu je tento algoritmus většinou nevhodný pro nelineární optimalizaci.

Metoda největšího spádu tedy nepoužívá druhou derivaci, je snadná na pochopení a její implementace je také lehká. Náročnost této metody se zvyšuje lineárně v závislosti na počtu proměnných a také se lineárně zvyšuje náročnost na paměť. Nevýhodou je ovšem pomalá konvergence, která je ovlivněna lineárními transformacemi parametrů. Pokud se řeší lineární optimalizační problém, potřebuje nekonečný počet iterací.

#### 1.1.1.1 Newtonova metoda

Také v Newtonově metodě je směrová matice  $R$  vypočítána z inverze hessianu  $H_{k-1}^{-1}$  ztrátové funkce v bodě  $\theta_{k-1}$ .

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} H_{k-1}^{-1} g_{k-1} \quad (5.6)$$

Proto pro Newtonovu metodu musí být zjištěny všechny druhé derivace ztrátové funkce, a to buď analyticky, nebo odhadem pomocí metody konečných diferencí. V klasické Newtonově metodě je velikost kroku  $\eta_{k-1}$  nastavena 1, toto je optimální volba pro lineární optimalizační

problém, kde optima by mělo být dosaženo po jedné iteraci. To vyplývá přímo z druhého řádu Taylorova rozvoje ztrátové funkce. Ale u nelineárního optimalizačního problému nemůže být optima dosaženo v jedné iteraci. Pak konstanta kroku o velikosti 1 může být buď moc malá, nebo naopak příliš velká vzhledem k nekvalitní ploše ztrátové funkce. Chceme-li zvýšit robustnost Newtonovy metody, je většinou velikost kroku  $\eta_{k-1}$  stanovena podle metody přímého vyhledávání.

Problémem u Newtonovy metody je snižování hodnoty ztrátové funkce pouze pro pozitivně definitní Hessian  $H_{k-1}^{-1}$ . To je sice vždy pravda v okolí optima, ale pozitivně definitní Hessian nemůžeme očekávat pro počáteční bod  $\theta_0$  a první iteraci. Pokud se tomu chceme vyhnout, používáme modifikovanou Newtonovu metodu, kde Hessian je nahrazen maticí  $\tilde{H}_{k-1}$ , která zaručuje pozitivní definitní matici, ale má stále přibližnou hodnotu  $H_{k-1}$ . Zásadní význam Newtonovy metody vychází z faktu, že rychlost konvergence je druhého řádu, pokud je  $H_{k-1}$  pozitivně definitní. Toto je největší rychlost běžně se vyskytující v nelineární optimalizaci. Nevýhody Newtonovy metody jsou proto spojeny s derivací druhého řádu a vysokým výpočetním výkonem potřebným pro výpočet Hessianu. Newtonova metoda je spíše známá pro numerické hledání nuly pro funkci  $y = f(x)$ . Iterace pak je:

$$x_k = x_{k-1} - f'(x_{k-1})/f''(x_{k-1}) \quad (5.7)$$

Pokud se hledá minimum funkce  $f$ , nulová první derivace funkce je nalezena iterativně vzorcem  $x_k = x_{k-1} - f'(x_{k-1})/f''(x_{k-1})$ . Tato rovnice je stejná jako (5.6) v případě, kdy krok je roven  $\eta_{k-1} = 1$ .

Metoda vychází z Taylorova rozvoje [83]

$$f(\theta) = f(\theta^{(k)}) + (f'(\theta^{(k)}))^T (\theta - \theta^{(k)}) + \frac{1}{2} (\theta - \theta^{(k)})^T f''(\theta^{(k)}) (\theta - \theta^{(k)}) + \text{vyšší řády} \quad (5.8)$$

Kde  $f'(\theta^{(k)})$  je Jacobian a  $f''(\theta^{(k)})$  je Hessian

$$f'(\theta) = \left( \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta(1)} \quad \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta(2)} \quad \dots \quad \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta(n)} \right)' \quad (5.9)$$

$$f''(\theta) = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(n)} \\ \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 f(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(n)} \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

Po aproximování  $f(\theta)$  jako

$$f(\theta) \approx f(\theta^{(k)}) + \left(f'(\theta^{(k)})\right)^T (\theta - \theta^{(k)}) + \frac{1}{2}(\theta - \theta^{(k)})^T f''(\theta^{(k)})(\theta - \theta^{(k)}) \quad (5.11)$$

Je pak nezbytná podmínka pro minimalizaci

$$f'(\theta^{(k)}) + f''(\theta^{(k)})(\theta - \theta^{(k)}) = 0 \quad (5.12)$$

A poté dostáváme vzorec pro výpočet

$$\theta = \theta^{(k)} - f''(\theta^{(k)})^{-1} f'(\theta^{(k)}) \quad (5.13)$$

U Newtonovy metody je opět vyžadována druhá derivace. Co se týče výpočetní náročnosti, ta se zvyšuje kubicky v závislosti na počtu parametrů, a to díky výpočtu inverzní matice. Na rozdíl od toho nároky na paměť se zvyšují kvadraticky a slouží k ukládání matic pro další krok. Hlavní výhodou je, že se metoda vyznačuje jednou z nejrychlejších konvergencí u identifikace nelineárních systémů, ale je opět ovlivněna lineární transformací parametrů. Tato metoda je vhodná k identifikaci parametru v počtu desítek.

#### 1.1.1.2 Quasi-Newtonova metoda

Jak již bylo řečeno dříve, hlavní nevýhodou Newtonovy metody je požadavek na derivaci druhého řádu. Pokud není dostupné analytické řešení, musí se Hessian najít technikou konečných diferencí, která ovšem vyžaduje  $O(n^2)$  gradientních výpočtů. Proto tato metoda není příliš vhodná pro identifikaci více parametrů. Ale pokud jdou druhé derivace lehko získat, požadovaná inverze Hessianu značně omezuje možnosti této metody. Hlavní myšlenka Quasi-Newtonovy metody je nahradit Hessian nebo jeho inverzi (5.6):

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} \hat{H}_{k-1}^{-1} g_{k-1} \quad (5.14)$$

Bud'  $\hat{H}_k = \hat{H}_{k-1} + \hat{Q}_{k-1}$  nebo  $\hat{H}_k^{-1} = \hat{H}_{k-1}^{-1} + \hat{Q}_{k-1}$

Na začátku obsahuje aproximace Hessianu nebo jeho inverze jednotkovou matici  $H_0 = I$ . To znamená, že vyhledávání začíná s opačným směrem gradientu. Nejznámější Quasi-Newtonovy metody jsou založeny na Davidon-Fletcher-Powell (DFP) nebo Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS) vzorci s  $\Delta\theta_{k-1} = \theta_k - \theta_{k-1}$  a  $\Delta g_{k-1} = g_k - g_{k-1}$  [84]

$$\hat{H}_k^{-1} = \left( I - \frac{\Delta\theta_{k-1} \Delta g_{k-1}^T}{\Delta\theta_{k-1}^T \Delta g_{k-1}} \right) \hat{H}_{k-1}^{-1} \left( I - \frac{\Delta\theta_{k-1} \Delta g_{k-1}^T}{\Delta\theta_{k-1}^T \Delta g_{k-1}} \right)^T + \frac{\Delta\theta_{k-1} \Delta\theta_{k-1}^T}{\Delta\theta_{k-1}^T \Delta g_{k-1}} \quad (5.15)$$

Hlavní výhodou Quasi-Newtonovy metody je, že má velmi rychlou konvergenci a nevyžaduje druhou derivaci. Proto má také pouze kvadratickou náročnost v závislosti na počtu proměnných. Náročnost na paměť je taktéž kvadratická kvůli ukládání matic pro další krok. Pokud je s ní řešen lineární problém, potřebuje  $n$  iterací a je opět ovlivněna lineární transformací parametrů. Oproti Newtonově metodě je vhodná k identifikaci stovek parametrů.

#### 1.1.1.3 Metoda konjugovaných gradientů

Všechny Quasi-Newtonovy metody mají kvadraticky se zvyšující nároky na paměť a náročnost výpočtu v závislosti na počtu parametrů  $n$ . Pro identifikaci velkého množství parametrů jsou proto i tyto metody nevhodné. Metoda konjugovaných gradientů (CGM) se vyhýbá přímé aproximaci Hessianu.[85]

Tato metoda využívá toho, že rovnice BFGS (5.15) je resetována každou iterací. Pak je možné aktualizovat hledací směr p přímo. Vzhledem k tomu, že CG metoda je pouze hrubé přiblížení ke Quasi-Newtonově metodě, hledání směru bude horší a než konverguje, zabere více iterací. Nicméně, celková doba výpočtu CGM bude menší pro velké problémy, neboť každá iterace je mnohem méně výpočetně náročná. CG algoritmy mohou být popsány následně:

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} p_{k-1} \quad (5.16)$$

Kde

$$p_{k-1} = g_{k-1} - \beta_{k-1} p_{k-2} \quad (5.17)$$

Nejpoužívanější

$$\beta_{k-1} = \frac{g_{k-1}^T g_{k-1}}{g_{k-2}^T g_{k-2}} \quad (5.18)$$

Skalární proměnná  $\beta$  představuje znalosti získané z předchozích iterací. CGM může být chápána jako kompromis mezi metodou největšího spádu, kde nevyužíváme žádné informace z předchozích iterací, a Quasi-Newtonovou metodou, kde se využívá aproximace derivace druhého řádu ve formě Hessianu [86][87].

CGM je také využívána pro řešení lineárních nejmenších čtverců.

Ve vzorci (5.17) je vidět určení směru hledání. Dva směry vyhledávání jsou využity, pokud platí  $p_i^T H p_j = 0$ . Z toho vyplývá, že  $p_i$  a  $p_j$  jsou dva nezávislé směry. Pokud bychom chtěli popsat geometrickou interpretaci metody konjugovaných gradientů, bude následující: V každé iteraci  $k$  provedeme hledání ve směru, který je kolmý na všechny předchozí gradientní změny  $\Delta g_i, i = 0, \dots, k-1$ . Tím, že má informace o předchozích směrech, může se vyhnout kmitání (zig-zagging efektu), které může vzniknout například u metody největšího spádu.

Metoda konjugovaných gradientů opět nevyžaduje derivaci druhého řádu a její náročnost jak na paměť tak výpočet je lineární v závislosti na parametrech. Vyznačuje se rychlou konvergencí a pro řešení lineárního problému potřebuje  $n$  iterací. Stejně jako předchozí metody je ovlivněna lineární transformací parametrů. Počet identifikovaných parametrů je pak v řádu tisíců.

### 5.2.2 Problematika nelineárních nejmenších čtverců

V předchozí kapitole byly představeny algoritmy založené na gradientu. Tyto algoritmy ovšem neberou v úvahu kvadratickou formu váhové funkce.

$$I(\theta) = \sum_{i=1}^N q_i e^2(i, \theta) \quad (5.19)$$

Pro nelineární parametry je optimalizace ztrátové funkce známa jako problematika nelineárních nejmenších čtverců.

$$I(\theta) = \sum_{i=1}^N f^2(i, \theta) \quad (5.20)$$

Tvar (5.19) je vlastně speciální případ (5.20). V následujícím textu jsou popsány metody, které právě informace o ztrátové funkci využívají.

$$I(\theta) = f^T f \quad (5.21)$$

Kde  $f = [f(1, \theta) f(2, \theta) \dots f(N, \theta)]^T$

Následně bude gradient a Hessian ztrátové funkce derivován. A poté j-tý člen gradientu je:

$$g_j = 2 \frac{\partial I(\theta)}{\partial \theta_j} = 2 \sum_{i=1}^N f(i) \frac{\partial f(i)}{\partial \theta_j} \quad (5.22)$$

Proto Jakobián

$$J = \begin{pmatrix} \frac{\partial f(1)}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial f(1)}{\partial \theta_N} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f(N)}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial f(N)}{\partial \theta_N} \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

A proto gradient může být psán jako

$$g = 2J^T f \quad (5.24)$$

Hodnoty Hessianu ztrátové funkce jsou získány výpočtem derivace gradientu s ohledem na parametry.

$$H_{lj} = \frac{\partial^2 I(\theta)}{\partial \theta_j \partial \theta_l} = 2 \sum_{i=1}^N \frac{\partial f(i) \partial f(i)}{\partial \theta_j \partial \theta_l} + f(i) \frac{\partial^2 f(i)}{\partial \theta_j \partial \theta_l} \quad (5.25)$$

První člen v sumě (5.25) je druhá mocnina Jakobiánu ztrátové funkce, a druhý člen je násobená ztrátová funkce Hessianem. Pokud v této rovnici za Hessian v  $f(i)$  dosadíme  $T_{lj} = \frac{\partial^2 f(i)}{\partial \theta_j \partial \theta_l}$ , pak

Hessian ztrátové funkce má tvar



$$H = 2J^T J + 2 \sum_{i=1}^N f(i)T(i) \quad (5.26)$$

A pokud za druhý člen v rovnici (5.26) dosadíme  $S$ , vzorec bude vypadat následovně

$$H = 2J^T J + 2S \quad (5.27)$$

Nelineární metody nejmenších čtverců popsané dále využívají tuto strukturu a stávají se tak mnohem účinnějšími. Podle způsobu použití rovnice se dají rozdělit na dvě kategorie.

První kategorie těchto metod zanedbává druhý člen  $S$  v rovnici (5.27). Předpokládá se tedy, že hodnota  $S$  je blízká k nule a Hessian se potom vypočte jako násobek dvou Jakobianů,  $H = 2J^T J$ . Tuto metodu lze použít, pokud ztrátová funkce  $f(i)$  je malá. Vzhledem k tomu, že metoda bude vždy obsahovat malou chybu, nazývá se „small residual algorithm“. Hlavní výhodou této úpravy je použití pouze první derivace ztrátové funkce. Nejvíce oblíbené metody, které pracují na tomto principu, se nazývají Gauss-Newtonova a Levenberg-Marquardt.

Druhá kategorie, která využívá druhý člen v rovnici (5.27), se nazývá „large residual algorithm“. Vzhledem k tomu, že se u této metody parametr  $S$  nezanedbává, musí se počítat, nebo nějak aproximovat. Další možností je přepínání mezi klasickou Newtonovou metodou a nelineární metodou nejmenších čtverců Gauss-Newton. Tento člen jde samozřejmě počítat rovnou, ale narážíme zde na komplikace s náročností výpočtu.

#### 5.2.2.1 Gauss-Newtonova metoda

Gauss-Newtonova metoda je verze nelineárních nejmenších čtverců Newtonovy metody (5.6). Vzhledem k tomu, že gradient vyjadřujeme jako  $g = J^T f$  a Hessian je zjednodušen na  $H \approx J^T J$  je tvar algoritmu následující

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} (J_{k-1}^T J_{k-1})^{-1} J_{k-1}^T f_{k-1} \quad (5.28)$$

Vlastnosti jsou přibližně stejné jako u obecné Newtonovy metody, ale není zde vyžadována druhá derivace. Klasická metoda ovšem neobsahuje přímého vyhledávání a hodnota  $\eta_{k-1}$  je nastavena na 1. Ale vzhledem k tomu, že metoda přímého vyhledávání zvyšuje robustnost

daného algoritmu, je Gaus-Newtonova metoda s touto vlastností široce využívána. V praxi není inverzní matice v (6.28) prováděna explicitně. Na místo toho je následující n-dimenzionální systém rovnic řešen pomocí směrnice  $p_{k-1}$

$$(J_{k-1}^T J_{k-1})^{-1} p_{k-1} = J_{k-1}^T f_{k-1} \quad (5.29)$$

Tento systém může být buď řešen pomocí Choleského faktorizace, nebo může být formulován jako identifikace lineárními nejmenšími čtverci  $\|J_{k-1} p_{k-1} + f_{k-1}\| \rightarrow \min$ , a potom může být řešen přes ortogonální faktorizaci  $J_{k-1}$  [88]. Tato metoda je ovšem značně závislá na matici  $J_{k-1}^T J_{k-1}$ , čím je menší nejmenší vlastní číslo. Tím má metoda pomalejší konvergenci. Tyto nedostatky můžou být vyřešeny aplikací jiné metody, a to Levenberg-Marquard algoritmem.

### 5.3 Hammerstein identifikace

Převzato z [89]

„Dost prací bylo provedeno na téma identifikace Hammersteinova modelu. Tyto práce se převážně liší různými typy nelineární části. Objevují se zde nelinearity, které jsou po částech lineární [90][91], nespojitě funkce [92], nebo jiné nelinearity [93]. Některé metody předpokládají různé typy nelinearit, jsou to například jednotvárné [94], nebo regulární [95] a pak lze tyto systémy řešit iterativními identifikačními metodami [94][96]. V ostatní případech se u identifikace Hammersteinova modelu předpokládá, že nelinearita  $\bar{u} = f(u)$  je polynom známého řádu [90] nebo se obecně vyjadřuje součtem nelineárních (ortogonálních nebo neortogonálních) funkcí známého základu  $f := (f_1, f_2, \dots, f_{n_c})$  a neznámých koeficientů  $c_i$  [94]

$$\bar{u} = f(u(t)) = c_1 f_1(u(t)) + c_2 f_2(u(t)) + \dots + c_{n_c} f_{n_c}(u(t)) = \mathbf{f}(u(t)) \mathbf{c} \quad (5.30)$$

kde  $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_{n_c}]^T$

Parametrické identifikace Hammersteinova systému zahrnují over-parameterization metodu, metodu podprostoru, oddělitelná metoda nejmenších čtverců, slepá identifikační metoda, a další [96].

## Over-parametrization metoda

U této metody je nelinearita vyjádřena jako suma základních funkcí do over-parameterization hammerstein systému [97] tak, aby výsledný parametrický vektor nebo váhová funkce zahrnovala vektorový součin mezi parametry ve statické nelinearitě a parametry v lineárním dynamickém subsystému. Jinými slovy, neznámé parametry a součin parametrů se tváří ve vektoru parametrů jako lineární [97] [98] a mohou být následně použity některé lineární estimační algoritmy. Tím ale mohou vznikat poměrně velké vektory neznámých parametrů a je zapotřebí většího výpočetního výkonu [97]. [89]

## Metoda podprostorů

Metoda podprostorů je rozšíření lineárních případů na nelineární. V článku [99] bylo rozšířeno schéma identifikačního modelu podprostoru pro MOESP rodinu na nelinearitu Hammersteinova typu za předpokladu, že statická nelinearita má polynomiální strukturu. Naopak Goethals, Pelckmans, Suykens a De Moor rozšířili numerický algoritmus identifikace podprostoru (N4SID) pro lineární systémy na Hammersteinův nelineární systém pomocí šikmé projekce v N4SID algoritmu [100]. [89]

## Oddělitelná metoda nejmenších čtverců

Oddělitelná metoda nejmenších čtverců (The separable least squares method) pracuje na takovém principu, že vytvoří jednu sadu proměnných jako funkci jiné sady. Identifikace nelineárního Hammersteinova modelu je pak transformována do řešení dvou optimalizačních problémů [94]. Ve článku [98] autor použil oddělitelnou metodu nejmenších čtverců ke zformulování dvou váhových funkcí a popisoval identifikační metody pro Hammersteinův systém s „nehladkými“ vstupními nelinearitami známých struktur [93]. Autoři Golub a Pereyra použili metodu projekce pro řešení oddělitelných nelineárních nejmenších čtverců. Bruls, Chou, Haverkamp a Verhaegen využili metodu oddělitelných nelineárních nejmenších čtverců v identifikaci jak lineárního, tak nelineárního systému tím, že využili predikce chyby za pomoci chyby výstupu nelineárního modelu a inovace modelu [101], [89].

## Slepá identifikační metoda

Slepá identifikační metoda (The blind identification method) je používána ke slepé systémové identifikaci pro identifikaci lineární části Hammersteinova systému bez znalosti struktury

nonlinearity. Základní myšlenka je v rychlém vzorkování na výstupu a pak může být lineární část identifikována pouze z měření na výstupu [102]. Metoda byla použita i na Hammerstein–Wienerovy systémy. [95] V poslední době se také objevily práce se slepou identifikační metodou i v uzavřených smyčkách Hammersteinových systému, kde se opět využívá rychlé vzorkování na výstupu. Vanbeylen, Pintelon a Schoukens naopak studovali možnosti slepé identifikační metody s využitím Gaussova šumu na vstupu systému, s inverzí nonlinearity a s žádnou měřenou chybou výstupu. [89]

### Iterativní identifikační metoda

Iterativní metoda je velmi důležitá pro řešení maticových rovnic [103][104]. Tato technika může být využita ke studiu systémové identifikace. Například Ding představil gradientní metodu a metodu nejmenších čtverců založenou na iteračních metodách pro OE a OEMA systémy [105], v publikacích [106][107] jsou gradienty metody a nejmenší čtverce založeny na iterativním algoritmu pro identifikaci Box–Jenkins modelu s kompletními naměřenými daty, tyto studie jsou vytvořené také pro identifikační algoritmy systému s více proměnnými [108][109][110][111] a autoři Li a Lu navrhli metodu nejmenších čtverců založenou na iterativní identifikaci pro třídu vícerychlostních systémů [112]. Práci s iterativní identifikací na Hammersteinových systémech lze vysledovat až do roku 1960 v práci Narendra a Gallmana [113].

Tato třída iterativních přístupů rozděluje parametry do dvou skupin, lineární a nelineární. Jedna vypočítává optimální hodnoty pro jednu část, zatímco druhá je pevně daná. A poté se úkoly přehodí. Tento přístup poprvé navrhli Narendra a Gallman a je značně probírán v pracích [94] [92]. Například autoři Haist, Chang and Luus použili iterativní algoritmus k identifikaci Hammersteinova modelu s korelovaným šumem [114], Bai a Li studovali vlastnosti konvergence iterativního algoritmu u impulzní odezvy Hammersteinova modelu a ukázali, že iterační algoritmus s normalizací je obecně konvergentní s vstupním signálem [96], Ding a kolektiv prezentovali svou práci aplikovanou na Hammersteinův nelineární ARMAX systém [115].

### Ostatní identifikační metody

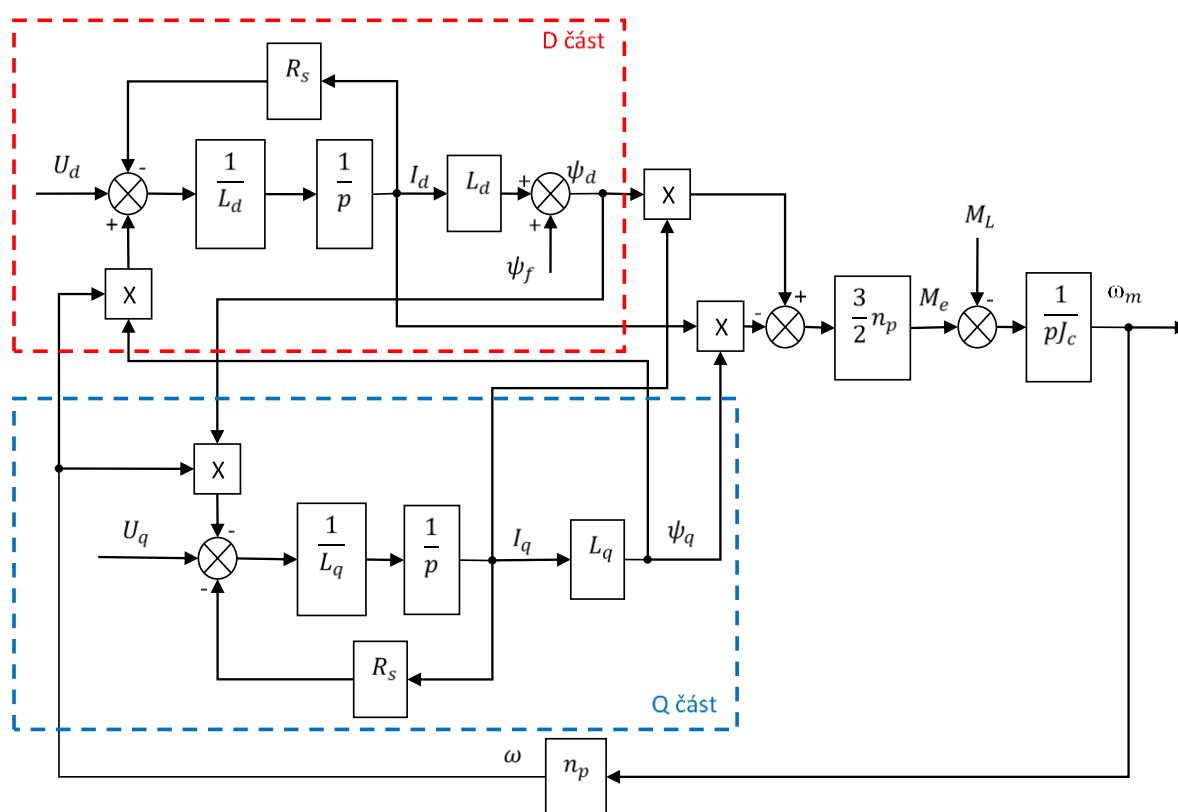
Kromě již zmíněných identifikačních metod existuje ještě mnoho dalších principů, jak identifikovat Hammersteinův systém. Například Vörös se zabýval identifikací parametrů

Hammersteinova systému s nespojitými nelinearitami, dvousegmentovými nelinearitami a vícesegmentovými nelinearitami [90] [91] [92]. V poslední době Wang a kolektiv navrhoval pomocný model RELS a MI-ELS algoritmus pro Hammersteinovy OEMA systémy a pomocný model založený na odhadu parametru pomocí rekurzivní zobecněné metody nejmenších čtverců pro Hammersteinovy OEAR systémy [116]. Schoukens, Widanage, Godfrey a Pintelon pracovali na počátečních odhadech pro dynamické části Hammersteinova modelu a ukázali, že ARMAX nebo Box-Jenkins modely vedou k lepším výsledkům než ARX nebo modely chyb výstupu. [117]. V poslední době byly vyvinuty některé nové metody identifikace pro lineární systémy, které mohou být zároveň použité pro identifikaci nelineárních systémů. Jsou to například pomocný model založený na identifikačních metodách [118], hierarchické identifikační metody [108], the multi-innovation identifikační metody [119], algoritmy iterativních nejmenších čtverců [120] a interaktivní stochastické algoritmy gradientu [121].“

## 6 Identifikace parametrů motoru

### 6.1 Frekvenční analýza

Frekvenční analýzu jako takovou můžeme najít v mnoha literaturách [122]. Vyznačuje se především poměrně dobrou odolností vůči šumu, který se vyskytuje v měřených proudech a napětích [123]. Při identifikaci PMSM využíváme především znalost elektrického schématu synchronního motoru s permanentními magnety v d-q souřadnicích (obrázek 20)[56].



Obrázek 20 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety [56]

Jak je patrné ze schématu, lze motor rozdělit na dvě části. Jednotlivé části jsou nazvané D část a Q část podle toho, jaké napětí je na jejich vstupu připojeno a s jakou souřadnicí jsou spojeny. Mezi těmito dvěma částmi jsou křížové vazby, které jsou ovšem pro identifikaci nevyhovující a musí být odstraněny. Toto odstranění může být provedeno dvěma způsoby. První způsob, který se nazývá „decoupling“ (odvazbení) [124], se používá převážně v online identifikaci, kde se vyskytuje zpětnovazební řízení. Od řídicího napětí je odečtena velikost křížové vazby, která je vypočtena z naměřených proudů a ze známých proměnných. Druhým způsobem je docílení toho, aby otáčky motoru byly nulové. Jak je ze schématu patrné, je tok druhé větve vždy

násoben otáčkami motoru, pokud tedy budou otáčky nulové, celková hodnota křížové vazby bude také nulová, a lze ji tedy zanedbat. Nulových otáček docílíme aretací rotoru PMSM „Lock Rotor Test“, kde je rotor pevně zafixovaný se statorem v určité pozici a nemůže se pohnout. Po odstranění křížových vazeb se na schéma můžeme dívat jako na systém prvního řádu

$$F(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s}p + 1} \quad (6.1)$$

Kde  $L_x$  je podélná nebo příčná indukčnost v závislosti na tom, kterou část chceme identifikovat, a  $R_s$  je odpor statoru.

Při identifikaci je na vstup systému přivedeno harmonické napětí o známé amplitudě a frekvenci

$$u(t) = A \sin(\omega_i t) \quad (6.2)$$

Kde  $A$  je amplituda signálu a  $\omega_i$  je frekvence vstupního signálu.

Pokud na vstup systému přivedeme takovýto signál, výstup bude v následujícím tvaru

$$y(t) = B \sin(\omega_i t + \varphi) \quad (6.3)$$

Kde  $B$  je amplituda výstupního signálu a  $\varphi$  je fázový posun výstupního signálu

$$B = A |F(j\omega)| \quad (6.4)$$

$$\varphi = \arg F(j\omega) \quad (6.5)$$

Pokud výrazy (6.4)(6.5) dosadíme do (6.3), dostaneme rovnici výstupů, ze které vychází následující identifikace. [125]

$$y(t) = A |F(j\omega)| \sin(\omega_i t + \arg F(j\omega)) \quad (6.6)$$

Pro získání potřebných hodnot je výstup systému  $y(t)$  násoben sinem  $\sin(\omega_i t)$  s cosinem  $\cos(\omega_i t)$  o stejné frekvenci jako signál připojený na vstupu. Je zároveň důležité, aby tyto signály neměly vůči sobě žádný fázový posun. A tyto dvě hodnoty jsou následně integrovány přes jednu nebo více period (obrázek 21).

$$y_s(T) \cong \frac{BT}{2} \cos(\varphi) \quad (6.7)$$

$$y_c(T) \cong \frac{BT}{2} \sin(\varphi) \quad (6.8)$$

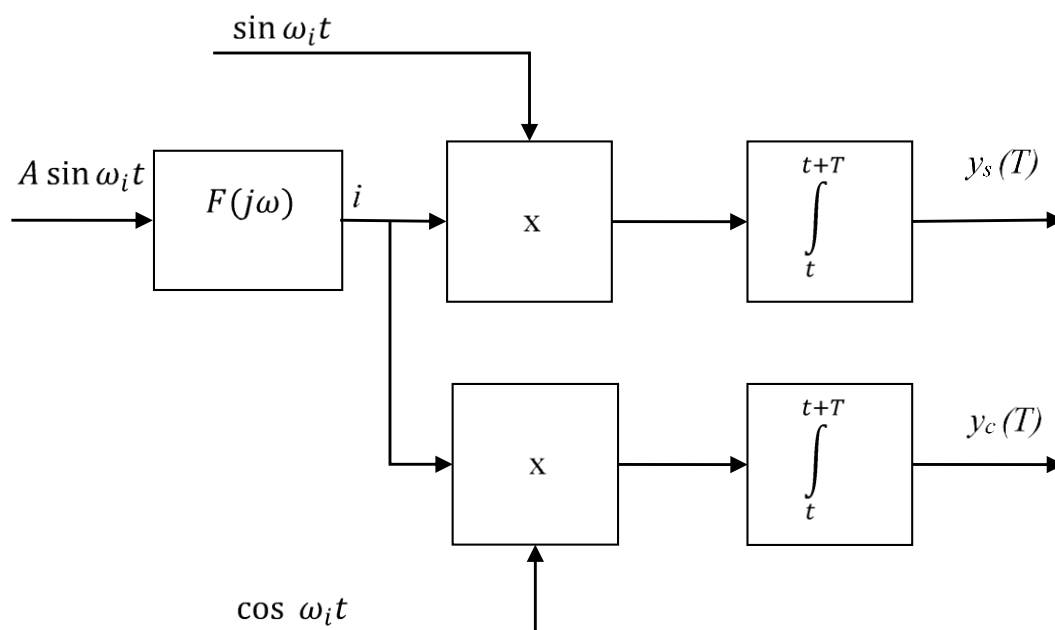
Kde  $T$  je perioda signálu přiváděného na vstup.

Po dosazení rovnic (6.4) (6.5) do (6.7) a (6.8) dostáváme dvě hodnoty  $y_s(T)$  a  $y_c(T)$

$$y_s(T) = \frac{AT}{2} \Re[F(j\omega_i)] \quad (6.9)$$

$$y_c(T) = \frac{AT}{2} \Im[F(j\omega_i)] \quad (6.10)$$

Kde  $\Re[F(j\omega)]$  je reálná část přenosu identifikovaného systému (3.1) a  $\Im[F(j\omega)]$  je imaginární část přenosu identifikovaného systému (3.1).



Obrázek 21 Blokové schéma identifikace pomocí frekvenční analýzy

Aby metoda pracovala co nejpřesněji, musíme do motoru přivádět takový harmonický signál, aby hodnoty  $y_s$  a  $y_c$  byly alespoň řádově stejné. To zabezpečíme vhodnou volbou  $\omega_i$ .

Následně je z přenosu získána reálná a imaginární část



$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s}j\omega + 1} \quad (6.11)$$

$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s}j\omega_i + 1} \cdot \frac{1 - \frac{L_x}{R_s}j\omega_i}{1 - \frac{L_x}{R_s}j\omega_i} = \frac{\frac{1}{R_s} - j\omega_i \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \quad (6.12)$$

$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} + \frac{-\omega_i \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} j \quad (6.13)$$

$$\Re[G(j\omega)] = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \quad (6.14)$$

$$\Im[G(j\omega)] = \frac{-\omega_i \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \quad (6.15)$$

$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} + \frac{-\omega_i \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} j \quad (6.16)$$

Poté je tato reálná a imaginární část dosazena do vzorců (6.9) a (6.10) a vyjádříme indukčnost  $L_x$  a odpor statoru  $R_s$  [126]. Nyní je již znám dostatečný počet proměnných, aby byl ze signálu  $y_c$  vypočítán parametr  $R_s$ , který je dosazen do rovnice se signálem  $y_s$  a vyjádřen parametr  $L_x$

$$y_s = \frac{AT}{2} \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \Rightarrow L_d = \sqrt{\frac{AT R_s - 2 y_s R_s^2}{2 y_s \omega^2}} \quad (6.17)$$

$$y_c = \frac{AT}{2} \frac{-\omega_i \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega_i^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \Rightarrow R_s = \frac{AT y_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} \quad (6.18)$$

$$L_d = \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega^2}} \Rightarrow L_x = -\frac{ATy_c}{2(y_s^2 + y_c^2)\omega_i} \quad (6.19)$$

Úprava na daný tvar byla provedena následujícím způsobem

$$\frac{AT}{2} \Re[G(j\omega)] + \frac{AT}{2} \Im[G(j\omega)] = \frac{AT}{2} G(j\omega) \quad (6.20)$$

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{ATy_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} = \frac{AT \frac{AT}{2} \Re[G(j\omega)]}{2 \left( \frac{A^2 T^2}{2^2} \Re[G(j\omega)]^2 + \frac{A^2 T^2}{2^2} \Im[G(j\omega)]^2 \right)} = \frac{AT \frac{AT}{2} \Re[G(j\omega)]}{2 \frac{A^2 T^2}{2^2} (\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2)} \\ &= \frac{\frac{A^2 T^2}{2} \Re[G(j\omega)]}{\frac{A^2 T^2}{2} (\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2)} = \frac{\Re[G(j\omega)]}{(\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2)} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Jak je z úpravy patrné, odpor statoru je značně závislý na reálné složce systému. Postupným dosazením bylo docíleno i u výpočtu indukčností.

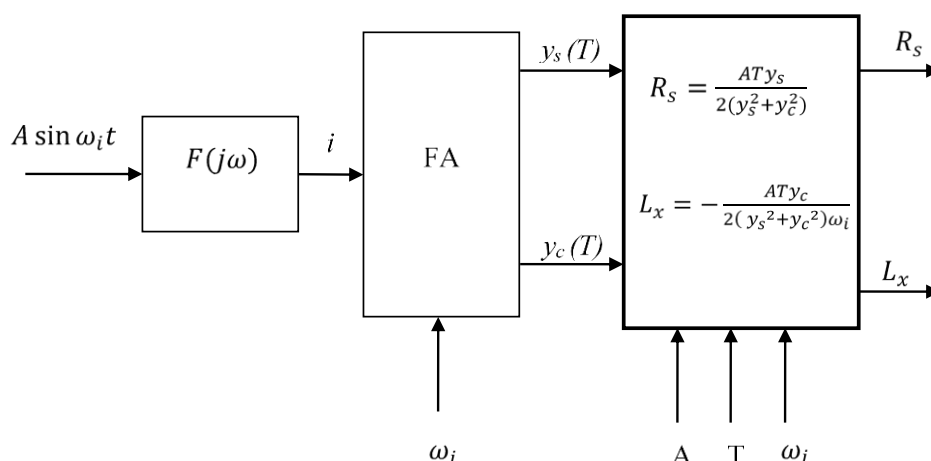
$$\begin{aligned} L_x &= \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega^2}} = \sqrt{\frac{AT \frac{ATy_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} - 2y_s \frac{(ATy_s)^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2}}{2y_s \omega^2}} = \sqrt{\frac{\frac{A^2 T^2 y_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} - \frac{A^2 T^2 y_s^3}{2(y_s^2 + y_c^2)^2}}{2y_s \omega^2}} \\ &= \sqrt{\frac{\frac{A^2 T^2 y_s (y_s^2 + y_c^2) - A^2 T^2 y_s^3}{2(y_s^2 + y_c^2)^2}}{2y_s \omega^2}} = \sqrt{\frac{A^2 T^2 (y_s^2 + y_c^2) - A^2 T^2 y_s^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2 \omega^2}} = \\ &= \sqrt{\frac{A^2 T^2 y_s^2 + A^2 T^2 y_c^2 - A^2 T^2 y_s^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2 \omega^2}} = \sqrt{\frac{A^2 T^2 y_c^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2 \omega^2}} = \end{aligned} \quad (6.22)$$

$$\begin{aligned} &= \sqrt{\frac{A^2 T^2 \frac{A^2 T^2}{2^2} \Im[G(j\omega)]^2}{4 \left( \frac{A^2 T^2}{2^2} \Re[G(j\omega)]^2 + \frac{A^2 T^2}{2^2} \Im[G(j\omega)]^2 \right)^2 \omega^2}} = \frac{\frac{A^2 T^2}{2} \Im[G(j\omega)]}{\frac{A^2 T^2}{2} (\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2) \omega} = \\ &= \frac{\Im[G(j\omega)]}{(\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2) \omega} \end{aligned}$$

$$L_x = \frac{\Im[G(j\omega)]}{(\Re[G(j\omega)]^2 + \Im[G(j\omega)]^2) \omega} \quad (6.23)$$

Již z průběhu odvozování je jasné vidět, že indukčnost má jako dominantní prvek imaginární část přenosu, a je závislá na frekvenci.

$$L_x = \sqrt{\frac{A^2 T^2 y_c^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2 \omega^2}} = \frac{ATy_c}{2(y_s^2 + y_c^2)\omega} \quad (6.24)$$



Obrázek 22 Výpočet  $R_s$  a  $L_x$

Tato metoda může být použita jak online tak offline. V offline módu se pak vyznačuje poměrně velkou odolností vůči šumu [123].

## 6.2 Online frekvenční analýza

Online metody založené na injekcí signálu jsou převážně používány k odhadu pozice rotoru [127][128][129][130][131][132]. V našem případě je ovšem tento signál používán k identifikaci parametrů motoru za předpokladu znalosti otáček rotoru. K tomu, aby metoda správně pracovala v online modu, musí být splněny určité podmínky.

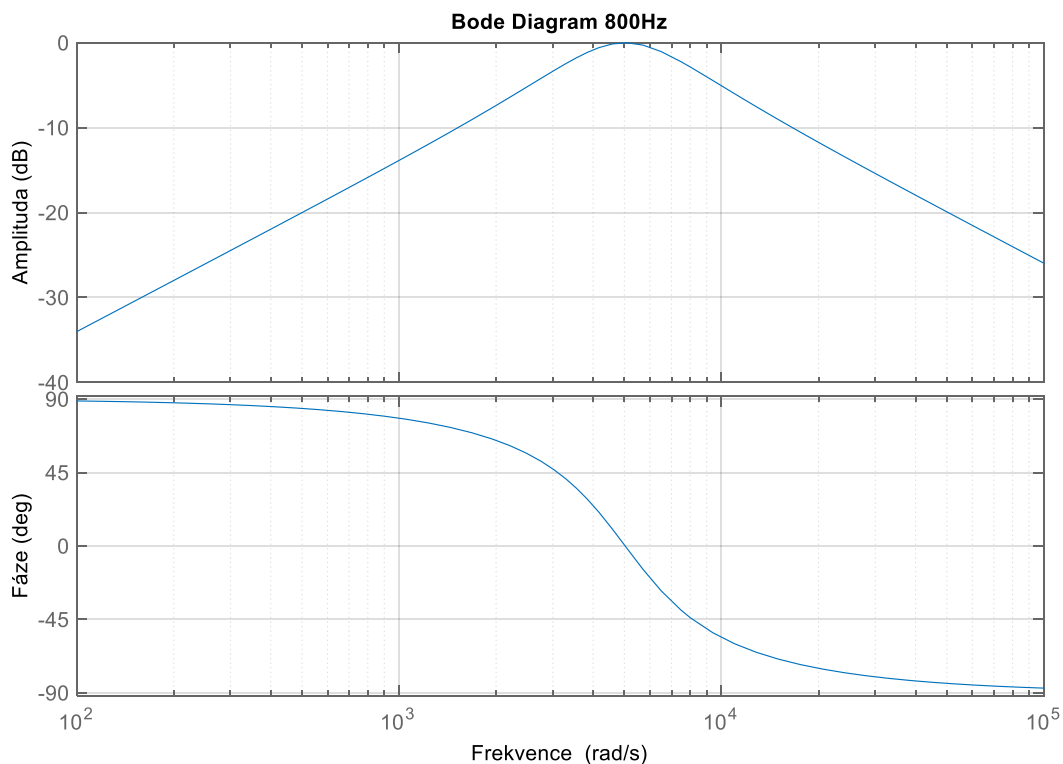
První z těchto podmínek je odstranění křížové vazby v motoru. Jak bylo již v předchozí kapitole zmíněno, identifikace frekvenční analýzou využívá toho, že je identifikovaný systém přenos prvního řádu. Toho bylo u offline metody docíleno zablokováním rotoru. To ovšem v tomto případě není možné, proto musí být použita zpětnovazební linearizace rušící křížovou vazbu (nadále odvazbení). Zrušení křížové vazby probíhá tak, že se k napětí, které vstupuje, přičte hodnota křížové vazby, která je dopočtena z naměřených proudů a otáček.

Rovnice pro výpočet křížových vazeb jsou následující:



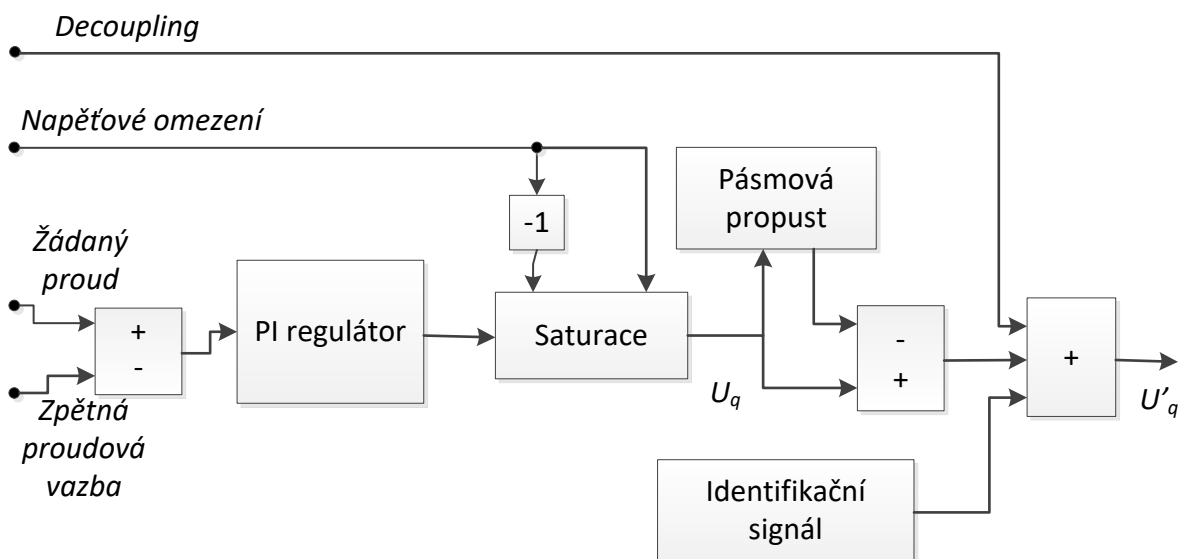
$$F_F(p) = \frac{K_0 \frac{\omega_i}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_i}{Q_p} s + \omega_i^2} = \frac{2\zeta \omega_i s}{s^2 + 2\zeta \omega_i s + \omega_i^2} \quad (6.27)$$

Pásmová propust je druhého řádu a obsahuje dva komplexně sdružené póly a jednu nulu v počátku. Modulová charakteristika je souměrná kolem  $\omega_i$  a asymptoty mají sklon  $\pm 20 \text{ dB/dek}$ . Pro správné použití musí mít na kmitočtu injektovaného signálu zesílení 0dB a fázový posun  $0^\circ$ .



Obrázek 24 Amplitudová a frekvenční charakteristika filtru

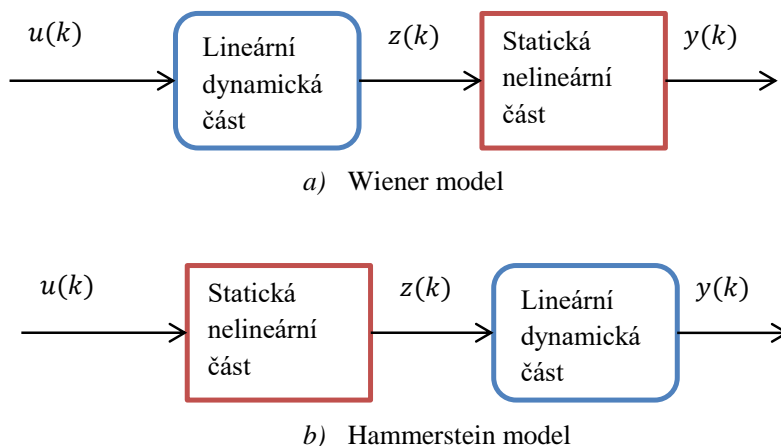
Výstup z filtru typu pásmová propust je odečítán z původního signálu. Toto řešení umožňuje další úpravu vyfiltrovaného signálu před tím, než bude odečten od původního signálu. Tato změna může být například omezení signálů, pokud nechceme odstranit část signálu, která je potřebná pro řízení. (obrázek 25)



Obrázek 25: Úprava harmonického signálu

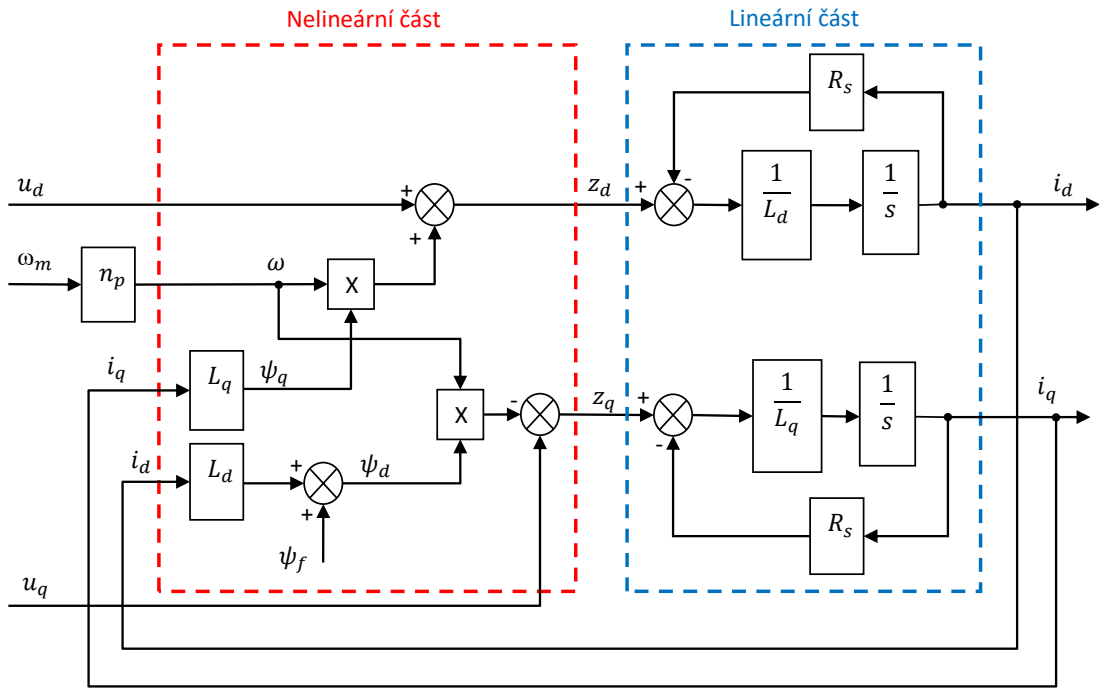
## 6.4 Identifikace pomocí rozdělení modelu

Tato metoda je založená na možnosti rozdělit model motoru na dva systémy. Ve světě se můžeme setkat celkově se třemi základními rozděleními, které jsou nejvíce používané. Jedná se o Volterrův [136][137], Wienerův a Hammersteinův model. Wiener a Hammerstein model mají stejné části, obsahují vždy statickou nelineární část a dynamickou lineární část. Liší se pouze v pořadí, v jakém jsou části umístěny za sebou (obrázek 26). Na prvním místě u Hammersteinova modelu je statická lineární část a na druhém dynamické lineární část [138][139][140][141][142]. U Wienerova modelu je pak pořadí opačné [143][144][145]. U složitějších systémů se pak tyto modely dají kombinovat. Nazývají se Wiener- Hammersteinovy modely [146] a Hammerstein- Wienerovy modely v závislosti na tom, kolik obsahují nelineárních a lineárních částí a v jakém pořadí jsou seřazeny.



Obrázek 26: Wienerův a Hammersteinův model

Těchto modelů se využívá jak při modelování různých soustav [147][148], tak při identifikaci soustav, které mají odpovídající charakter. V našem případě identifikujeme parametry elektrické části synchronního motoru s permanentními magnety. Tato struktura odpovídá Hammersteinovu modelu, jak je patrné ze schématu (obrázek 27). Celá soustava obsahuje vždy dvě nelineární části a dvě lineární.



Obrázek 27: Elektrická část PMSM jako Hammersteinův model

Ačkoli soustava se dá rozdělit na dva Hammersteinovy modely, při identifikaci přistupujeme ke každé části zvlášť. Podobu jednotlivých částí získáme diskretizací proudových rovnic motoru v d-q souřadnicích (6.28)(6.29) a následným rozdělením na lineární a nelineární část.

$$i_d(k) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d} T_{vz}\right) i_d(k-1) + \frac{L_q}{L_d} T_{vz} \omega(k-1) i_q(k-1) + \frac{T_{vz}}{L_d} u_d(k-1) \quad (6.28)$$

$$i_q(k) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q} T_{vz}\right) i_q(k-1) - \frac{L_d}{L_q} T_{vz} \omega(k-1) i_d(k-1) + \frac{T_{vz}}{L_q} u_q(k-1) - \frac{\Psi_f}{L_q} T_{vz} \omega(k-1) \quad (6.29)$$

Vzhledem k tomu, že model je v d-q souřadnicích, využijeme toto značení i nadále pro jednotlivé části.

Jak již bylo zmíněno, musíme rovnici rozdělit na lineární a nelineární část. Tyto části jsou navzájem propojeny vnitřní proměnnou  $z$ , která je výstupem z nelineární části a vstupem do lineární části. Tyto vstupy nebo výstupy se budou vždy pro daný systém dopočítávat ze známých proměnných

Pokud se nejprve zaměříme na „D“ část, rozdělení bude vypadat následovně:

$$L_d \frac{i_d(k) - i_d(k-1)}{T_{vz}} + R_s i_d(k-1) = L_q \omega(k-1) i_q(k-1) + u_d(k-1) \quad (6.30)$$

Kde nelineární část je

$$z_d(k-1) = u_d(k-1) + L_q \omega(k-1) i_q(k-1) \quad (6.31)$$

a lineární část

$$z_d(k-1) = R_s i_d(k-1) + L_d \frac{i_d(k) - i_d(k-1)}{T_{vz}} \quad (6.32)$$

To samé je provedeno u „Q“ části

$$L_q \frac{i_q(k) - i_q(k-1)}{T_{vz}} + R_s i_q(k-1) = -L_d \omega(k-1) i_d(k-1) + u_q(k-1) - \Psi_f \omega(k-1) \quad (6.33)$$

Kde nelineární část je

$$z_q(k-1) = u_q(k-1) - (L_d i_d(k-1) + \Psi_f) \omega(k-1) \quad (6.34)$$

a lineární část

$$z_q(k-1) = R_s i_q(k-1) + L_q \frac{i_q(k) - i_q(k-1)}{T_{vz}} \quad (6.35)$$

#### 6.4.1 Identifikace pomocí Newtonovy metody

Vzhledem k tomu, že nelineární část neobsahuje žádnou dynamiku, byly nejprve pro identifikaci testovány numerické metody. Jako nejvhodnější metoda se ukázala Newtonova metoda [149]. Tato metoda je dost náchylná na počáteční odhad, ale vzhledem k tomu, že je



možné použít inicializační identifikaci (offline identifikaci), dostáváme dostatečně přesný odhad.

Jelikož je naše funkce poměrně jednoduchá, pro větší přesnost a rychlost používáme k identifikaci kvadrát chyby. Díky tomu můžeme získat Hessián, který využíváme při identifikaci Newtonovou metodou.

Metoda vychází z Taylorova rozvoje

$$J_N(\theta) = J_N(\theta^{(k)}) + (J'_N(\theta^{(k)}))^T (\theta - \theta^{(k)}) + \frac{1}{2} (\theta - \theta^{(k)})^T - J''_N(\theta^{(k)}) (\theta - \theta^{(k)}) + \text{vyšší řády} \quad (6.36)$$

Kde  $J'_N(\theta^{(k)})$  je Jacobian a  $J''_N(\theta^{(k)})$  je Hessian

$$J'_N(\theta) = \left( \frac{\partial J_N(\theta)}{\partial \theta(1)} \quad \frac{\partial J_N(\theta)}{\partial \theta(2)} \quad \dots \quad \frac{\partial J_N(\theta)}{\partial \theta(n)} \right)' \quad (6.37)$$

$$J''_N(\theta) = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(1) \partial \theta(n)} \\ \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(2) \partial \theta(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(1)} & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(2)} & \dots & \frac{\partial^2 J_N(\theta)}{\partial \theta(n) \partial \theta(n)} \end{pmatrix} \quad (6.38)$$

Po aproximování  $J_N(\theta)$  jako

$$J_N(\theta) \approx J_N(\theta^{(k)}) + (J'_N(\theta^{(k)}))^T (\theta - \theta^{(k)}) + \frac{1}{2} (\theta - \theta^{(k)})^T - J''_N(\theta^{(k)}) (\theta - \theta^{(k)}) \quad (6.39)$$

Je pak nezbytná podmínka pro minimalizaci

$$J'_N(\theta^{(k)}) + J''_N(\theta^{(k)}) (\theta - \theta^{(k)}) = 0 \quad (6.40)$$

A poté dostáváme vzorec pro výpočet

$$\theta = \theta^{(k)} - J_N''(\theta^{(k)})^{-1} J_N'(\theta^{(k)}) \quad (6.41)$$

#### 6.4.2 Identifikace příčné indukčnosti $L_q$

Pro identifikaci příčné indukčnosti  $L_q$  využíváme nelineární rovnici části „D“ (obrázek 28). Kde kvadrát ztrátové funkce je:

$$0 = \left( L_q(k) \omega(k) i_q(k) + u_d(k) - z_d(k) \right)^2 = f_{1n}(\theta^{(k)}) \quad (6.42)$$

Pokud tuto teorii aplikujeme na náš systém, dostaneme

$$(L_q) = (L_q^{(k)}) - m \left( \frac{\partial f_{1n}(\theta^{(k)})}{\partial L_q \partial L_q} \right)^{-1} * \left( \frac{\partial f_{1n}(\theta^{(k)})}{\partial L_q} \right) \quad (6.43)$$

Kde  $m$  je volitelné zesílení

$$J_N'(\theta^{(k)}) = \frac{\partial f_{1n}(\theta^{(k)})}{\partial L_q} = 2i_q(k)\omega(k) * (u_d(k) - z_d(k) + L_q(k)i_q(k)\omega(k)) \quad (6.44)$$

$$J_N''(\theta^{(k)}) = \frac{\partial^2 f_{1n}(\theta^{(k)})}{\partial L_q \partial L_q} = 2i_q^2(k)\omega^2(k) \quad (6.45)$$

Zároveň provádíme úpravu, kdy do výpočtu přidáváme ztrátovou funkci, která simuluje proměnné zesílení v závislosti na chybě identifikace. Tento výsledek se pak velmi podobá rovnici Gauss-Newtonovy metody.

$$\theta = \theta^{(k)} - m J_N''(\theta^{(k)})^{-1} J_N'(\theta^{(k)}) f_{1n}(\theta^{(k)}) \quad (6.46)$$

Další způsob výpočtu je nevyužít takový počet derivací a celý výpočet zjednodušit. Poté již nebude potřeba kvadrát ztrátové funkce. Pro identifikaci příčné indukčnosti  $L_q$  opět využíváme nelineární rovnici části „D“.

$$0 = L_q(k) \omega(k) i_q(k) + u_d(k) - z_d(k) = f_{2n}(\theta^{(k)}) \quad (6.47)$$

A výpočet takové funkce je následující.

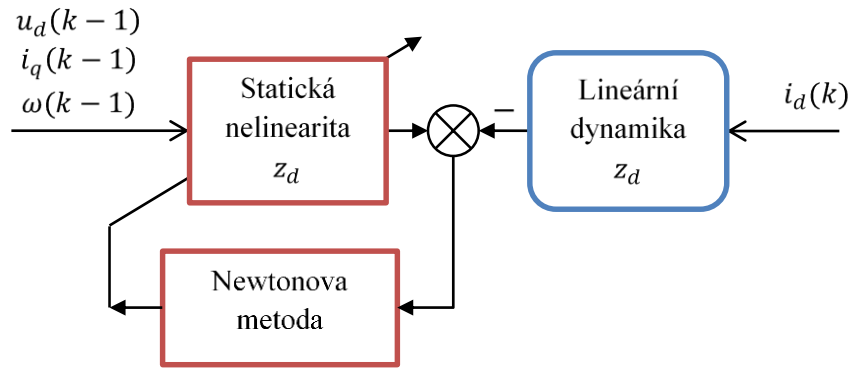
$$\theta = \theta^{(k)} - m f(\theta^{(k)}) / J_N'(\theta^{(k)}) \quad (6.48)$$

Kde  $m$  je volitelné zesílení

$$J'_N(\theta^{(k)}) = \frac{\partial f_{2n}(\theta^{(k)})}{\partial L_q} = \omega(k)i_q(k) \quad (6.49)$$

Pro správnou identifikaci je potřebujeme vyřešit dynamickou lineární část  $z_d(k)$ . Vzhledem k tomu, že metoda je určena především pro ustálený stav, je dynamická část lineární části zanedbána. Metoda tedy bude nejlépe pracovat v ustáleném stavu nebo při malých výchylkách proudu.

$$z_d(k) = R_s i_d(k) + L_d \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_{vz}} \cong R_s i_d(k) \quad (6.50)$$



Obrázek 28 Identifikace příčné indukčnosti  $L_q$

#### 6.4.3 Identifikace odporu statoru $R_s$

Podobným způsobem je identifikován i odpor statoru. Tentokrát je ztrátová funkce brána z části „Q“ a identifikovaný parametr se nachází v lineární části. Zároveň jsme v lineární části zanedbali dynamickou složku. Metoda se tedy dá využít převážně v ustáleném stavu nebo při minimálních změnách proudu.

Stejně jako u identifikace příčné indukčnosti i zde je v lineární části zanedbána dynamická část.

$$R_s i_q(k) + L_q \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_{vz}} \cong R_s i_q(k) \quad (6.51)$$

$$f_{3n}(\theta^{(k)}) = (z_q(k) - R_s i_q(k))^2 = 0 \quad (6.52)$$

$$f_{3n}(\theta^{(k)}) = (u_q(k) - L_d i_d(k) \omega(k) - \Psi_f \omega(k) - R_s i_q(k))^2 = 0 \quad (6.53)$$

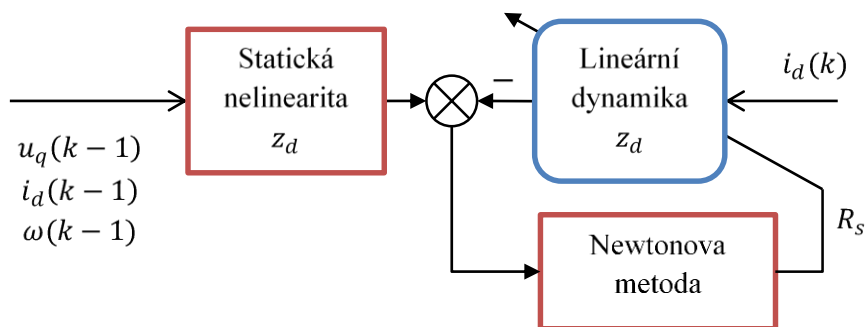
Pro identifikaci odporu statoru je opět použita Newtonova metoda

$$\theta = \theta^{(k)} - m J_N''(\theta^{(k)})^{-1} J_N'(\theta^{(k)}) f_{3n}(\theta^{(k)}) \quad (6.54)$$

Kde  $m$  je volitelné zesílení

$$J_N'(\theta^{(k)}) = 2i_q(k)(R_s * i_q(k) - u_q(k) + \Psi_f \omega(k) + L_d i_d(k) \omega(k)) \quad (6.55)$$

$$J_N''(\theta^{(k)}) = 2i_q^2(k) \quad (6.56)$$

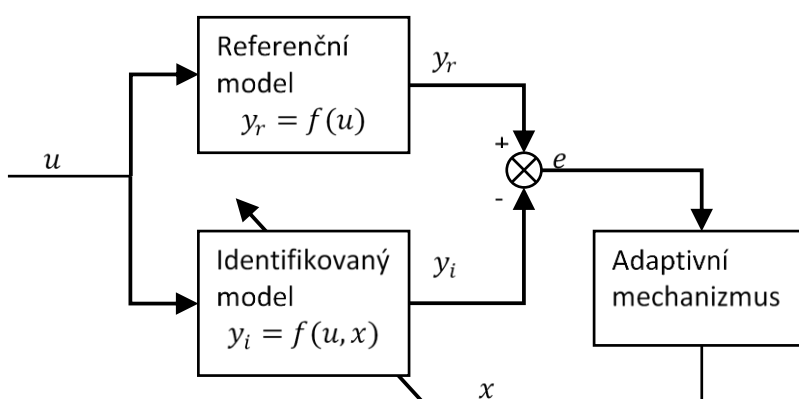


Obrázek 29 Identifikace odporu statoru  $R_s$

## 6.5 Identifikace MRAS

Zkrácený název MRAS vychází ze slovního spojení Model Reference Adaptive System. Tento mechanismus vychází z toho, že máme jeden referenční model (při identifikaci reálných soustav to bývá právě identifikovaná soustava) a druhý model, který je závislý na identifikovaném parametru (obrázek 42). Máme tedy jeden nebo více vstupů a jeden výstup a cílem identifikace je docílit toho, aby rozdíl výstupů byl roven nule[150][151].

$$e = y_r - y_i \quad (6.57)$$



Obrázek 30 Identifikační struktura MRAS

Tato chyba identifikovaného modelu dále vstupuje do adaptivního mechanismu, na jehož výstupu je již identifikovaný parametr[152]. Tato metoda je iterativní a dosažení správné hodnoty závisí na nastavení tohoto adaptivního mechanismu. Jako adaptivní mechanismus se nejčastěji využívají PI nebo I regulátory. (6.58) a (6.59)

$$F_I(s) = \frac{1}{T_i s} \quad (6.58)$$

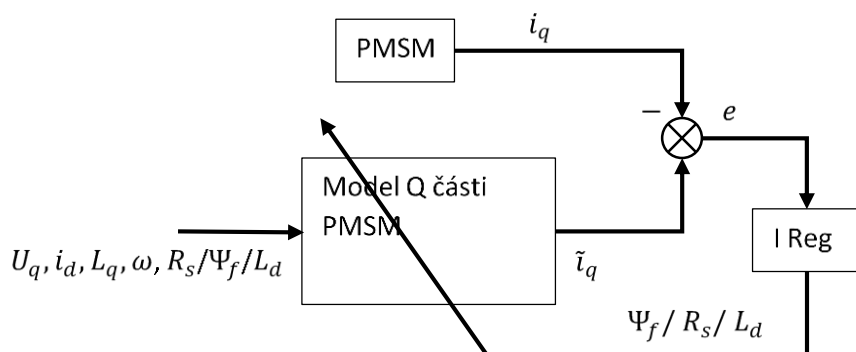
$$F_{PI}(s) = K + \frac{1}{T_i s} \quad (6.59)$$

Naše identifikovaná struktura vychází z jedné části schématu synchronního motoru s permanentními magnety, a to konkrétně část Q (obrázek 20). Jako výstup referenčního modelu je pak proud  $\tilde{i}_q$ . Kritérium je pak:

$$e = \tilde{i}_q - i_q \quad (6.60)$$

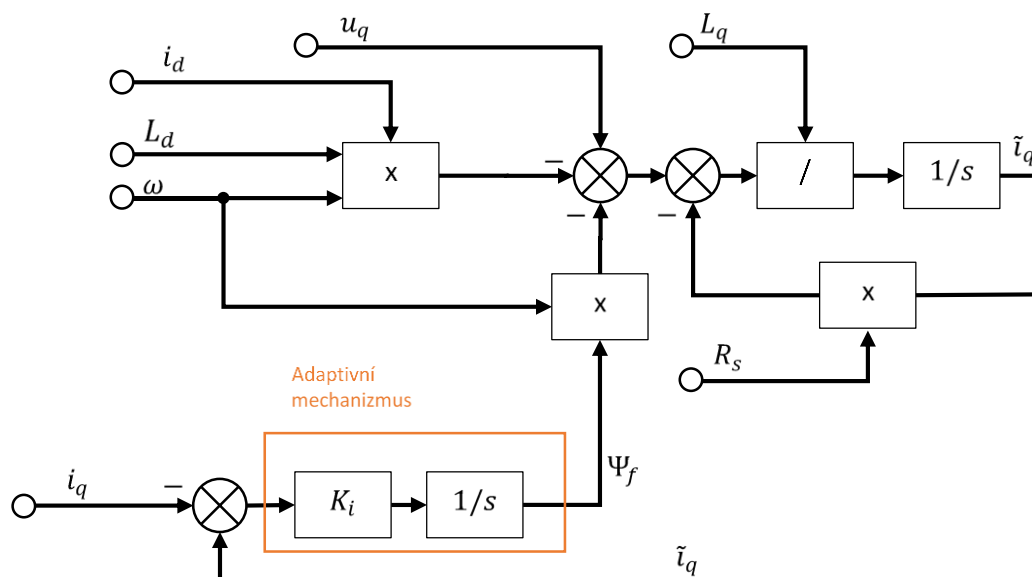
Prvním parametrem, který je možno touto metodou identifikovat, je magnetický tok magnetu  $\Psi_f$ . Tato identifikace vychází z rovnice ( 6.61) a je identifikován z křížové vazby motoru.

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega(L_d i_d + \Psi_f) \quad (6.61)$$



Obrázek 31 Identifikační struktura MRAS

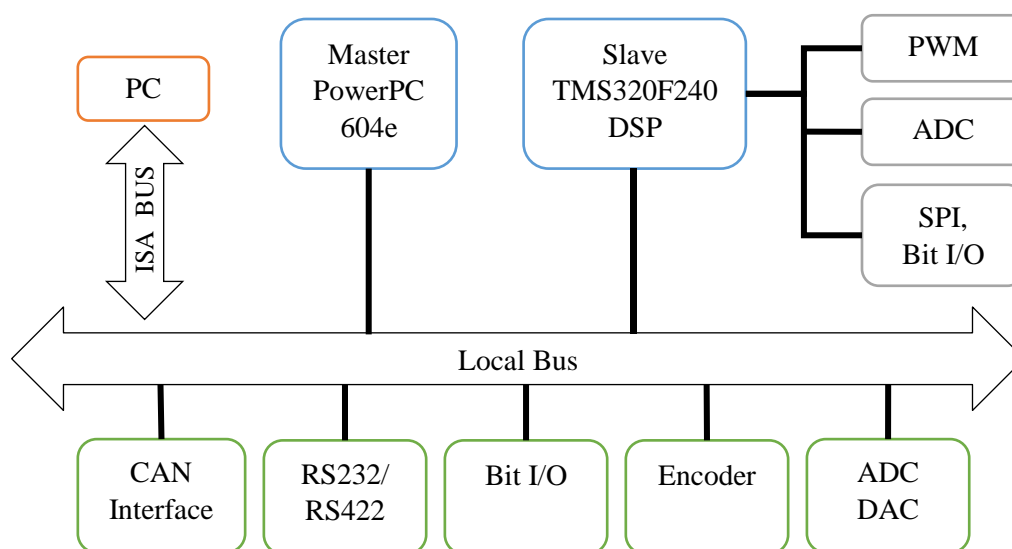
Další parametry, které je možno takto identifikovat, jsou odpor statoru  $R_s$  a podélná indukčnost  $L_d$ . Důležitá podmínka pro správnou identifikaci je znalost ostatních parametrů motoru. Tyto parametry můžou být brány například z online identifikace nebo dosazeny z offline identifikace, ale mohou zde nastávat problémy, pokud není některý parametr v modelu konstantní. Schéma struktury identifikace je pak vidět na obrázku 32.



Obrázek 32 Identifikace  $\Psi_f$

## 7 Popis řízení a platformy dSpace

Dříve popsané algoritmy jsou aplikovány a testovány na systému dSpace ds1103. Tento systém byl vybrán kvůli svému poměrně lehkému ovládání a snadné implementaci algoritmů, čímž se značně zrychlí vývoj. Platforma reálného času dSpace DS1103 je založena na mikroprocesoru PowerPC 604e spolu se signálovým procesorem (DSP) TMS320F240 od firmy Texas Instruments. Tento procesor je od výrobce opatřen programovým vybavením, které umožňuje obsluhu jednotlivých periférií DSP. Tyto periferie jsou například časovače, sériová linka, pulsně šířková modulace (PWM), A/D převodníky a další. Celá komunikace mezi hlavním procesorem a DSP procesorem je přes vnitřní sběrnici (obrázek 33)[153][154] .



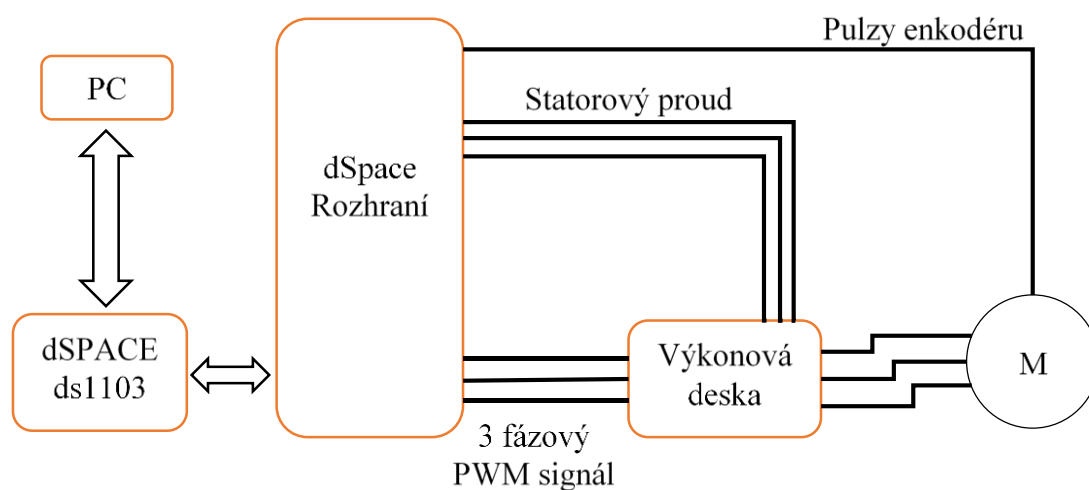
Obrázek 33 Vnitřní architektura platformy DS1103

Program pro PowerPC může být kompilovaný přímo z C kódu pomocí RTI knihovny obsahující funkce podporované procesorovou deskou DS1103, která se nachází v dSpace, nebo pomocí RealTime Toolboxu přímo v Simulinku. DSP procesor má na starosti PWM a SPI rozhraní, další součásti, jako je enkodér a A/D moduly, jsou řízeny PowerPC a jsou využity k řízení motoru, kde snímají otáčky a měří proudy.

### 7.1 Simulace na platformě DS1103

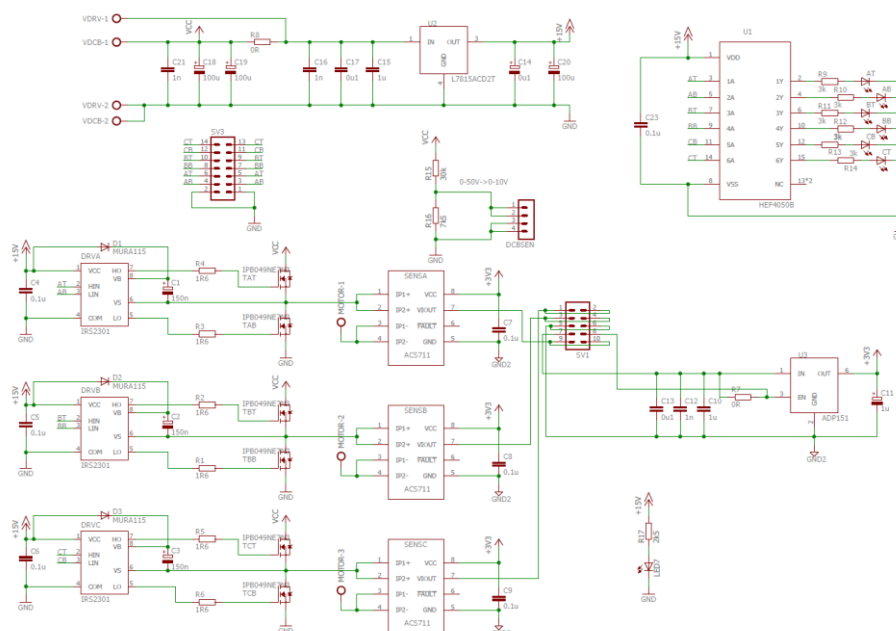
Samotný hardware pro řízení motoru se dá rozdělit do několika částí, které jsou navzájem propojeny. Propojení počítače a dSpace je vidět na obrázku 34. V počítači běží pouze vizualizace řízení a případně zobrazení naměřených dat. Celý program běží na platformě dSpace a je s okolními částmi propojen přes propojovací desku dSpace rozhraní. Toto rozhraní

má několik vstupů a výstupů a slouží hlavně k snadnému propojení s okolím. Platforma není primárně vybavena výkonovými členy a většina řízení se provádí přes digitální signály (úroveň TTL). Signály PWM jsou tedy přiváděny na výkonovou desku, která řídí motor, a zároveň jsou na ní měřeny proudy a přiváděny zpět do dSpace. Dalším vstupem, který je využíván pro řízení, jsou impulzy od inkrementálního snímače (obrázek 34) .



Obrázek 34 3 fázové řízení motoru

Výkonová deska byla vytvořena na ústavu automatizace a má následující schéma (obrázek 35)

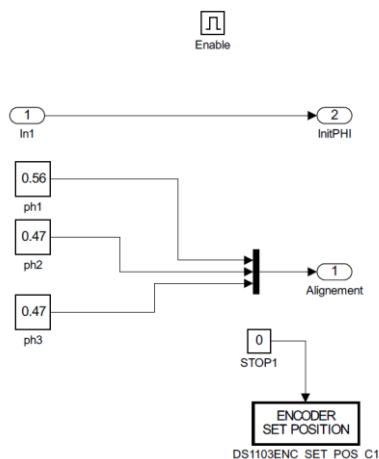


Obrázek 35 Schéma výkonové desky



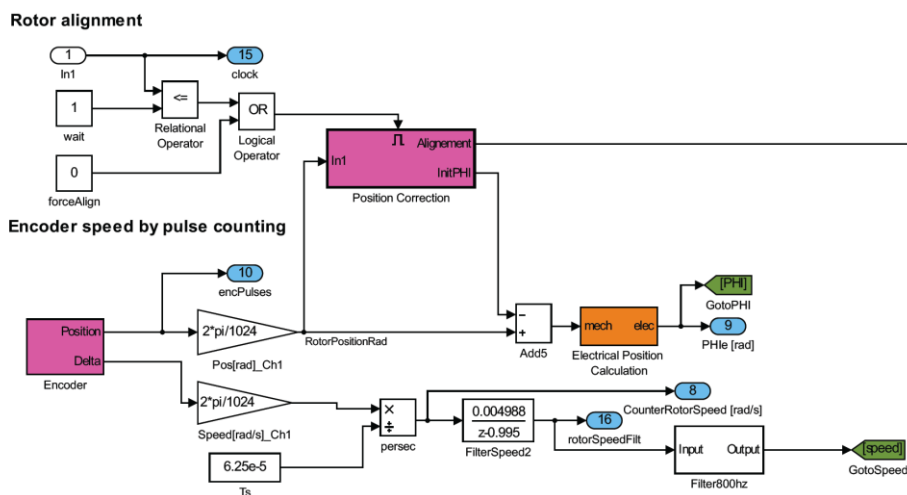
## Zarovnání rotoru

Jelikož námi zvolené řízení nedokáže detekovat počáteční polohu rotoru, je zapotřebí na začátku provést zarovnání. Po aktivaci jsou vyblokovány regulátory a na svorky motoru je přivedeno stejnosměrné napětí (obrázek 36). Tím je dosaženo rychlého zarovnání rotoru do požadované výchozí pozice a jeho následné bezpečné spuštění.



Obrázek 36 Zarovnání rotoru- stejnosměrné napětí

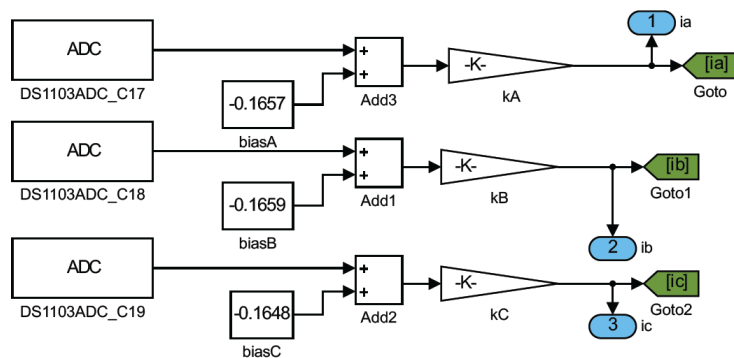
Současně se zarovnáním se nastaví pozice rotoru (obrázek 37). Zároveň se zde nachází i právě zmíněný výpočet pozice a výpočet rychlosti. K tomu je využit snímač MINI ENCODERS ES 28 ES 28-1024-05-D-R s rozlišením 1024 pulsů na jednu otáčku.



Obrázek 37 Zarovnání rotoru, výpočet pozice a rychlosti

## Měření proudů

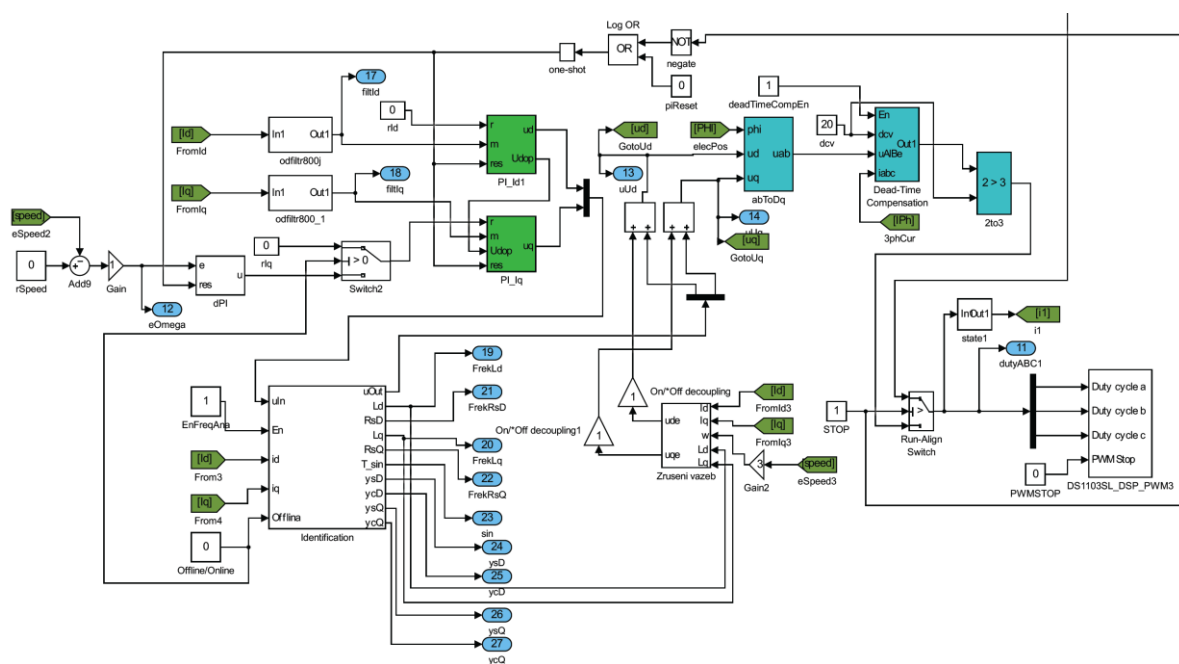
Proudy jsou měřeny na výkonové desce a přiváděny do dSpace, kde jsou následně přepočítány a zkorigovány (obrázek 38).



Obrázek 38 Zarovnání rotoru, výpočet pozice a rychlosti

## Řídicí struktura

Na obrázku 39 můžeme vidět řídicí strukturu našeho PMSM motoru v platformě dSpace. Jak již bylo zmíněno, pro řízení jsou použity 3 PI regulátory na řízení proudů a otáček. Hned za regulátory proudu a před převodem napětí na jiné souřadnice se nachází blok pro identifikaci a injektování signálu (obrázek 25).



Obrázek 39 Řídicí schéma dSpace

## 8 Simulace a testování

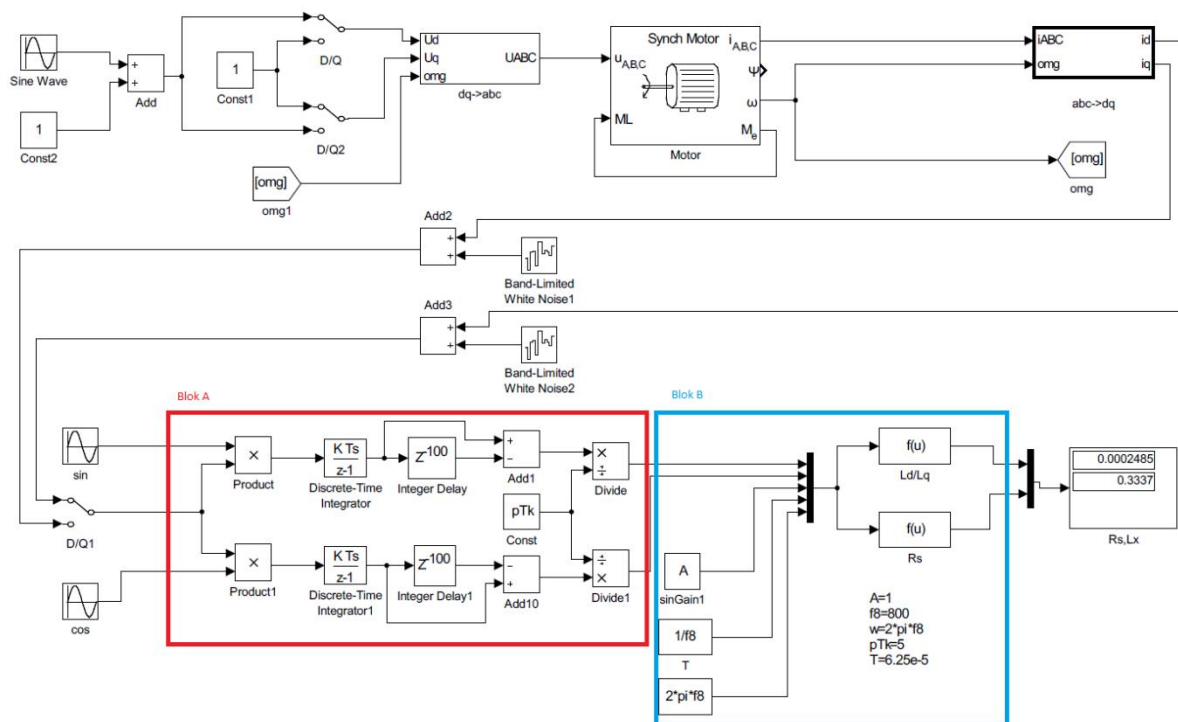
### 8.1 Simulace offline frekvenční analýzy

Modelování bylo prováděno na synchronním motoru s permanentními magnety s následujícími parametry

Parametry	Hodnoty
Podélná indukčnost $L_d$	0,25mH
Příčná indukčnost $L_q$	0,334 mH
Odpor statoru $R_s$	0,33 $\Omega$
BEMF konstanta	0,0095 Wb
Počet pólů $n_p$	6
Moment setrvačnosti $J_m$	0.0104 kg m <sup>2</sup>

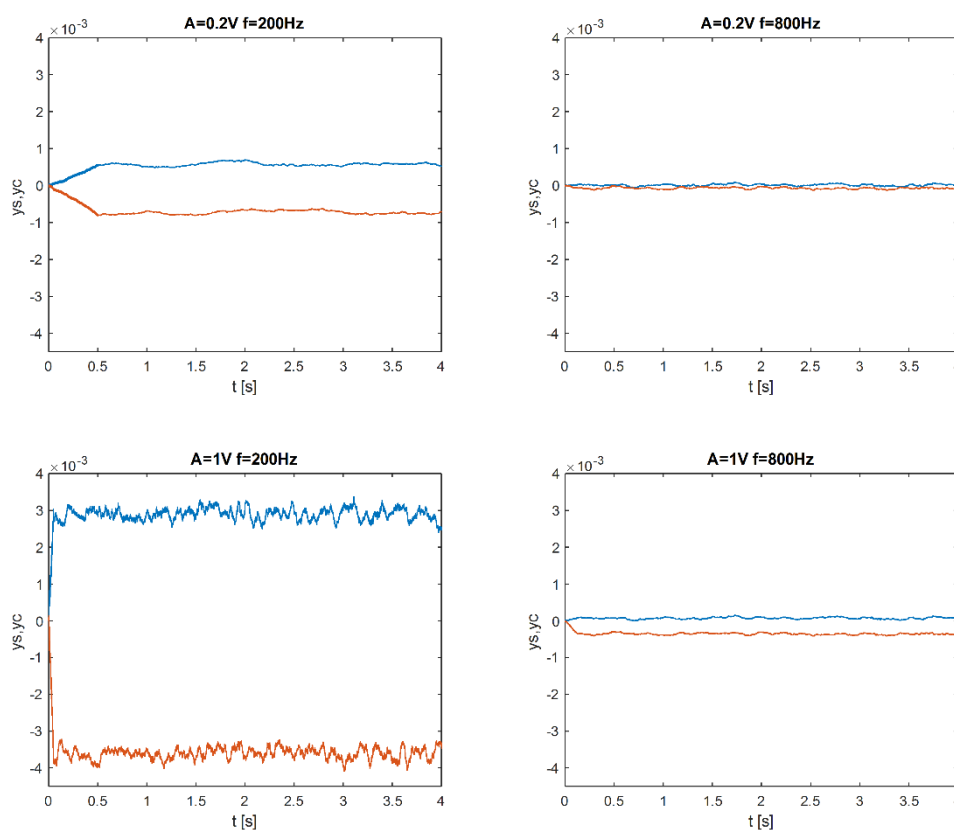
Tabulka 2: Parametry motoru

Na obrázku 40 je znázorněna řídicí a identifikační struktura offline frekvenční analýzy. Jak je patrné z řízení, které se nachází v horní části schématu, musí být motor zablokován proti točení. Zároveň se zde volí, do jaké složky se posílá identifikační signál. Celé schéma pracuje na frekvenci 16 kHz.



Obrázek 40 Identifikační a řídicí struktura pro offline frekvenční analýzu

Odolnost metody na šum závisí na několika proměnných. Je to především počet period, přes které je prováděna integrace, dále frekvence identifikačního signálu a zároveň velikost amplitudy identifikačního signálu. Počet period snižuje vliv šumu tím, že máme víc hodnot k porovnávání a šum se tím eliminuje. Naopak frekvence a amplituda ovlivňují především velikost proměnných  $y_s$  a  $y_c$  (obrázek 41). Čím je amplituda větší, nebo naopak čím je frekvence menší, je rozdíl mezi hodnotami  $y_s$  a  $y_c$  větší a dostáváme lepší výsledky. Velikost těchto dvou veličin musíme vždy volit tak, aby nám co nejméně narušovaly správnost identifikace. Pokud uvažujeme velikost amplitudy, problémy mohou nastat, pokud má motor proměnnou indukčnost v závislosti na proudu. Čím je větší amplituda vstupního signálu, tím je samozřejmě i větší rozkmit výstupního proudu a zároveň i velikosti indukčnosti. Proto musíme amplitudu volit tak, abychom identifikovali jen malou část rozsahu indukčností, a případné hodnoty indukčnosti při jiných proudech řešíme ofsetem identifikačního signálu. Naopak volbu frekvence, případně počet period integrace musíme zohlednit, pokud se v řízení objevují nějaké rychlejší změny žádaného proudu, to se ale u offline metody často nestává.



Obrázek 41 Závislost velikosti  $y_s$  a  $y_c$  na amplitudě a frekvenci identifikačního signálu

Pro porovnání byla metoda v simulacích vystavena několika úrovním šumu, pro různé identifikační signály

PSD Výkonová spektrální hustota	$A = 1 \text{ V}, f = 200 \text{ Hz}$				$A = 1 \text{ V}, f = 800 \text{ Hz}$			
	D-složka		Q-složka		D-složka		Q-složka	
	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$
1e-9	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05
1e-8	<0,05	<0,05	<0,05	<0,05	<0,2	<1	<0,2	<1,5
1e-7	<0,2	<0,2	<0,2	<0,2	<0,5	<3	<0,5	<5
1e-6	<0,5	<0,5	<0,5	<0,5	<2	<10	<2	<15
1e-5	<1	<1	<1	<1	<5	<20	<7	<40
1e-4	<5	<5	<5	<5	<20	<60	<25	<100

Tabulka 3: Chyby metody při různých úrovních šumu při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 200$  a  $800 \text{ Hz}$ , počet period 100

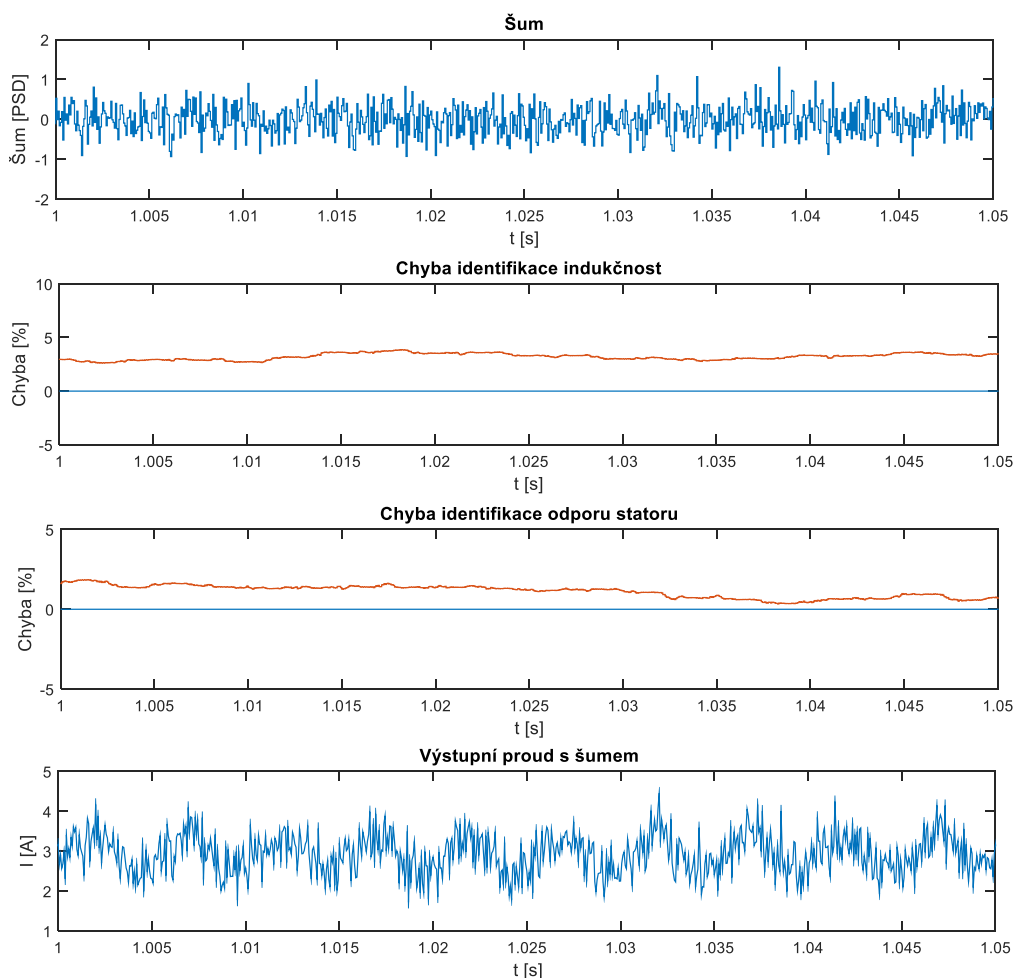
PSD Výkonová spektrální hustota	$A = 0.2 \text{ V}, f = 200 \text{ Hz}$				$A = 0.2 \text{ V}, f = 800 \text{ Hz}$			
	D-složka		Q-složka		D-složka		Q-složka	
	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$
1e-9	<0,1	<0,1	<0,1	<0,1	<0,2	<2	<0,4	<2
1e-8	<0,2	<0,2	<0,2	<0,2	<1	<5	<1	<5
1e-7	<0,5	<0,5	<0,7	<0,7	<2	<15	<3	<20
1e-6	<2	<2	<2	<3	<7	<50	<15	<60
1e-5	<5	<5	<8	<8	<30	<100	<50	>100
1e-4	<20	<15	<20	<20	>100	>100	>100	>100

Tabulka 4: Chyby metody při různých úrovních šumu při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 200 \text{ Hz}$  a  $800 \text{ Hz}$ , počet period 100

PSD Výkonová spektrální hustota	$A = 0.2 \text{ V}, f = 200 \text{ Hz}$ 100 period integrace				$A = 0.2 \text{ V}, f = 200 \text{ Hz}$ 10 period integrace			
	D-složka		Q-složka		D-složka		Q-složka	
	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$
1e-9	<0,1	<0,1	<0,1	<0,1	<0,2	<0,2	<0,2	<0,2
1e-8	<0,2	<0,2	<0,2	<0,2	<0,7	<0,7	<0,7	<0,7
1e-7	<0,5	<0,5	<0,7	<0,7	<2	<2	<2	<2
1e-6	<2	<2	<2	<3	<5	<5	<8	<10
1e-5	<5	<5	<8	<8	<20	<20	<20	<20
1e-4	<20	<15	<20	<20	<50	<80	<50	<80

Tabulka 5: Chyby metody při různých úrovních šumu při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 200 \text{ Hz}$ , počet period 100 a 10

Pro názornost je na obrázku 42 zobrazen šum, při kterém je tato metoda ještě použitelná a její chyba je do 5 %.



Obrázek 42 Identifikace v D složce při šumu  $1e-5$  PSD,  $A = 0.2$  V,  $f = 200$  Hz, počet period integrace 100

## 8.2 Testování frekvenční analýzy na reálném motoru

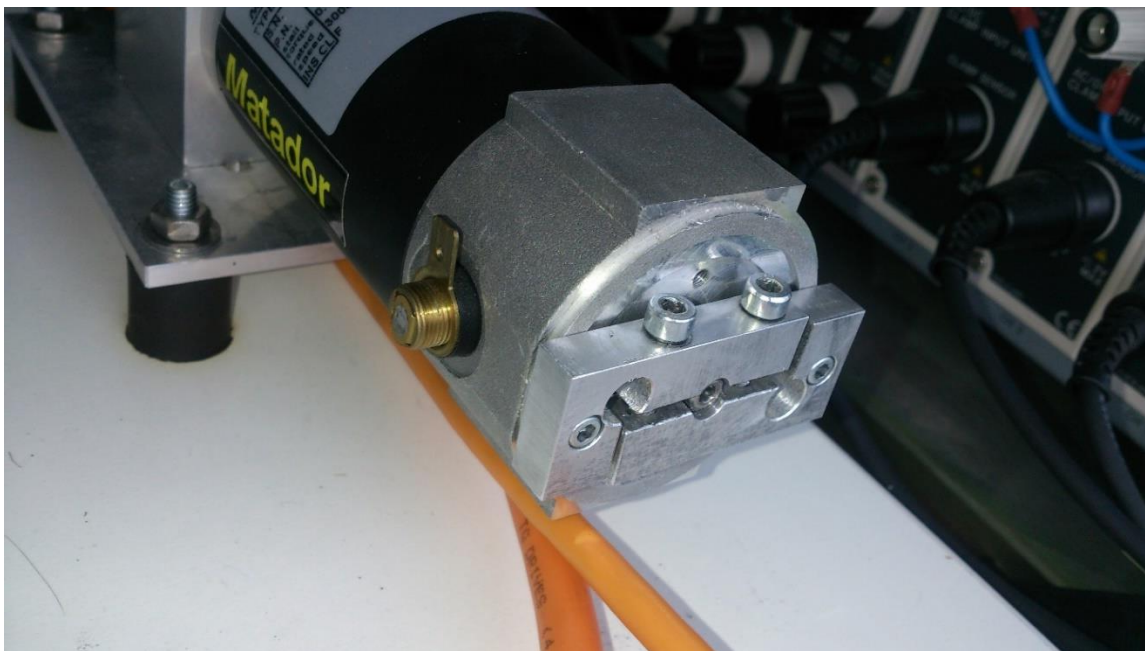
Stejný algoritmus, jaký byl použit v simulacích, byl použit i na identifikaci parametrů reálného synchronního motoru s permanentními magnety. Identifikace byla provedena na AC servomotoru od firmy TG drives typ TGT2-0032-30-24/TOPS1KX-1M s následujícími parametry (Tabulka 6).

Parametry	Hodnoty
Jmenovitý výkon	100W
Jmenovitý moment	0.32 Nm
Jmenovité otáčky	3000 rpm
Počet pólových dvojic	3
Jmenovité napětí	30V
Jmenovitý proud	5.2 A
Moment setrvačnosti	0.01Wb
Koeficient viskózního tření	$5 * 10^5$ Nm/(rad/s)

Tabulka 6: Parametry identifikovaného servomotoru [155][156]

Stejně jako v simulacích byly do motoru poušřeny signály s řůznou amplitudou a frekvencí. Identifikace byla provedena pomocí systému dSpace spolu s prostředím Matlab a Control Desk, jak je popsáno v kapitole 7.

Během testu musel být motor zablokován (locked rotor test). To bylo zajišřeno přípravkem, který byl přišroubován k řetlu motoru a pomocí dvou ramen byl zafixován v jedné pozici (obrázek 43).



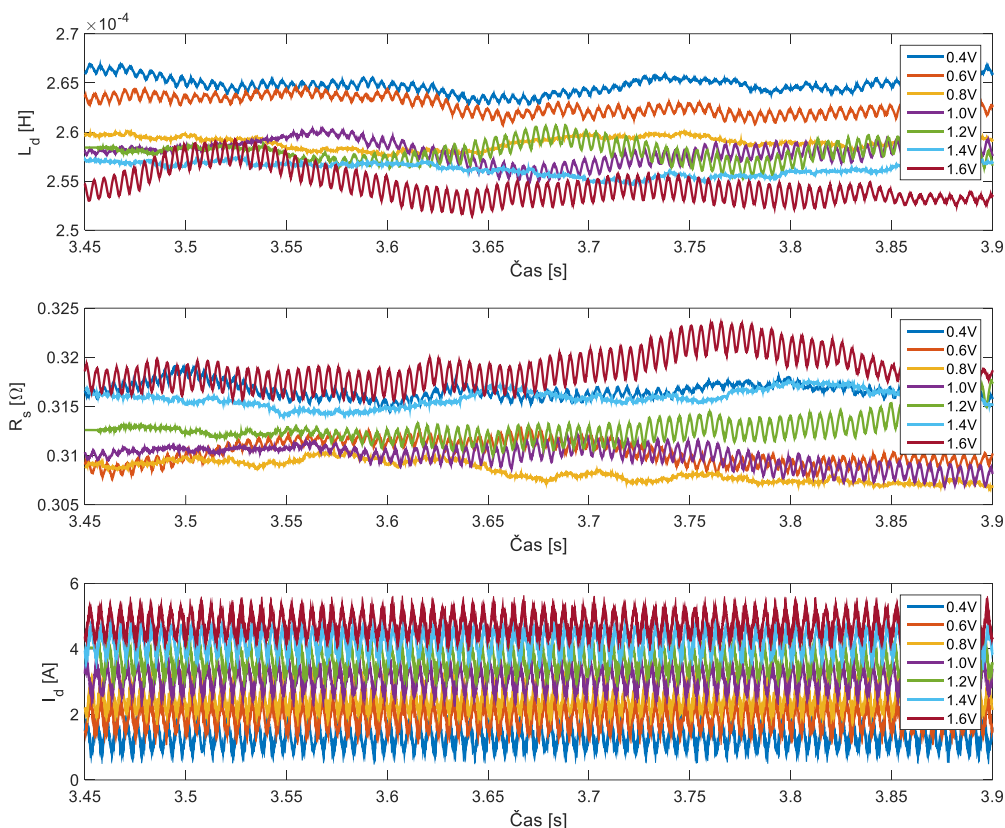
Obrázek 43 Zablkování hřídle pro Locked Rotor Test

Výsledná identifikace je vidět v následujících grafech. Byly testovány obě složky, jak  $D$ , tak  $Q$ , každá při řetřech řůzných identifikačních signálech. Zároveň byl měněn offset identifikačního signálu tak, aby byla zjišřena řípřadná závislost identifikovaných veličin na proudu. Tento offset se pohyboval od  $0.4\text{ V}$  do  $1.6\text{ V}$  po  $0.2\text{ V}$ .

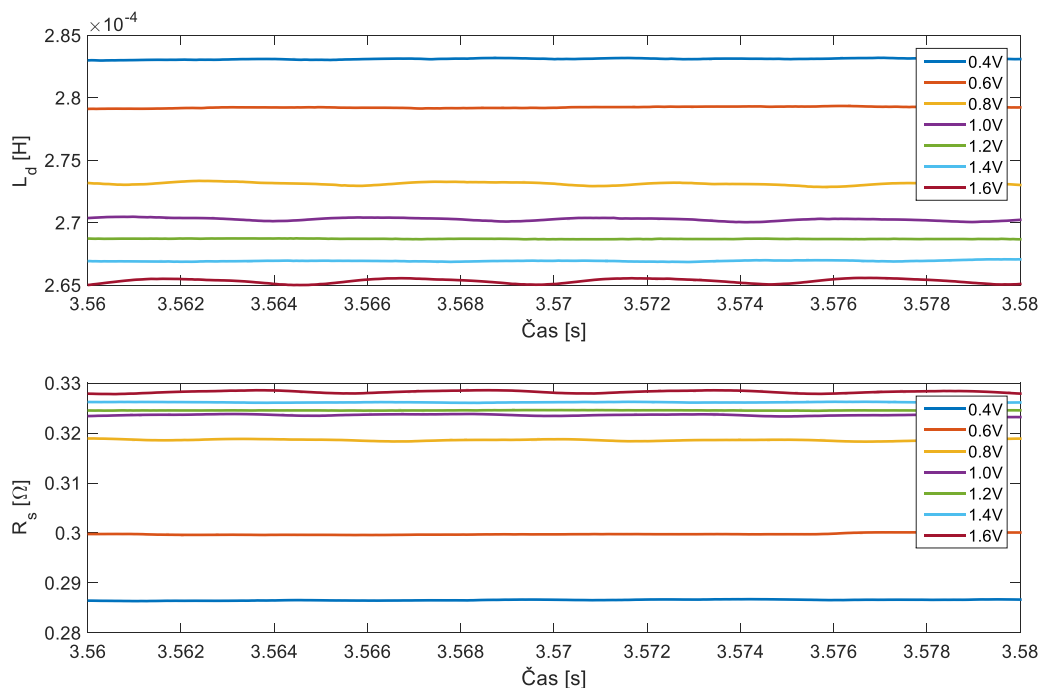
Při prvním testu byl použit identifikační signál o amplitudě  $A = 0.2\text{ V}$  a frekvenci  $f = 200\text{ Hz}$  (obrázek 44). Jak je patrné z proudu,  $0.2\text{ V}$  na vstupu způsobí zhruba  $1\text{ A}$  rozkmit na výstupu. Při nejmenším proudu, kdy průběh kmitá kolem  $i_d \cong 1.5\text{ A}$ , má indukčnost nejvyšší hodnotu, a to řpřibližně  $L_d \cong 0.65\text{ mH}$ , naopak při nejvyšším proudu  $i_d \cong 4.3\text{ A}$  je indukčnost rovna  $L_d \cong 0.55\text{ mH}$ . Odpor  $R_s$  se pohybuje mezi hodnotami  $0.31\text{ }\Omega - 0.32\text{ }\Omega$ .

Další identifikační signál, který byl poslán do motoru, má amplitudu  $A = 1\text{ V}$  a frekvenci  $f = 200\text{ Hz}$  (obrázek 45). Zde se ovšem vyskytuje chyba v identifikaci při offsetu  $0.4\text{ V}$  a  $0.6\text{ V}$ . To

je způsobeno především způsobem řízení a to tak, že výstupní signál protíná 0 a je ovlivněn působením deadtime při přepínání.



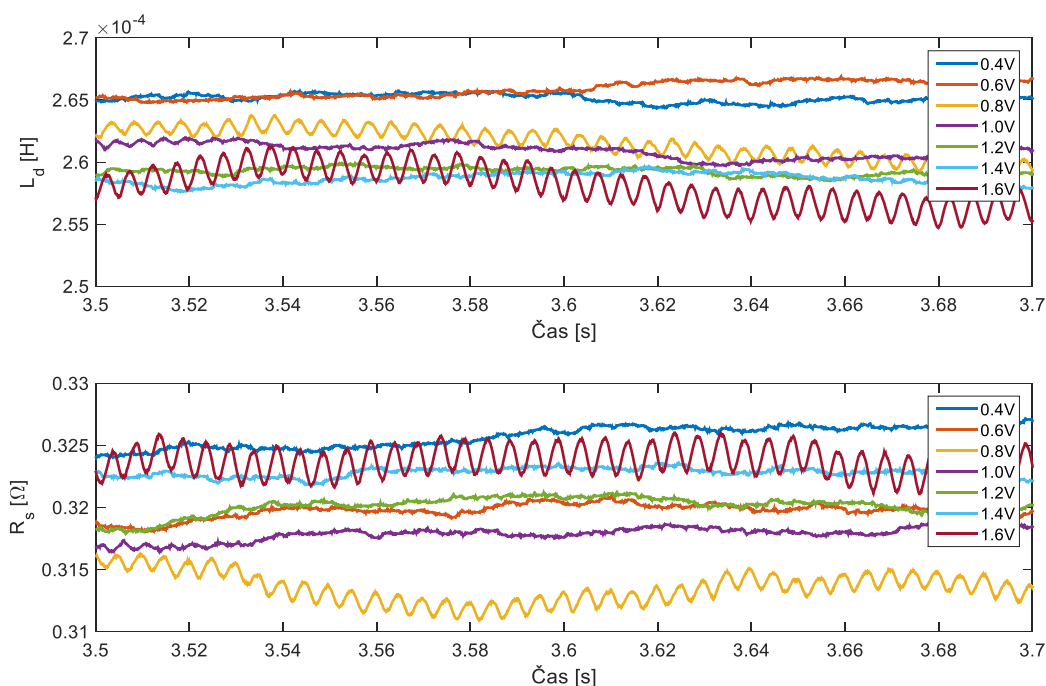
Obrázek 44 Identifikace v D složce při  $A = 0.2$  V,  $f = 200$  Hz, počet period integrace 20



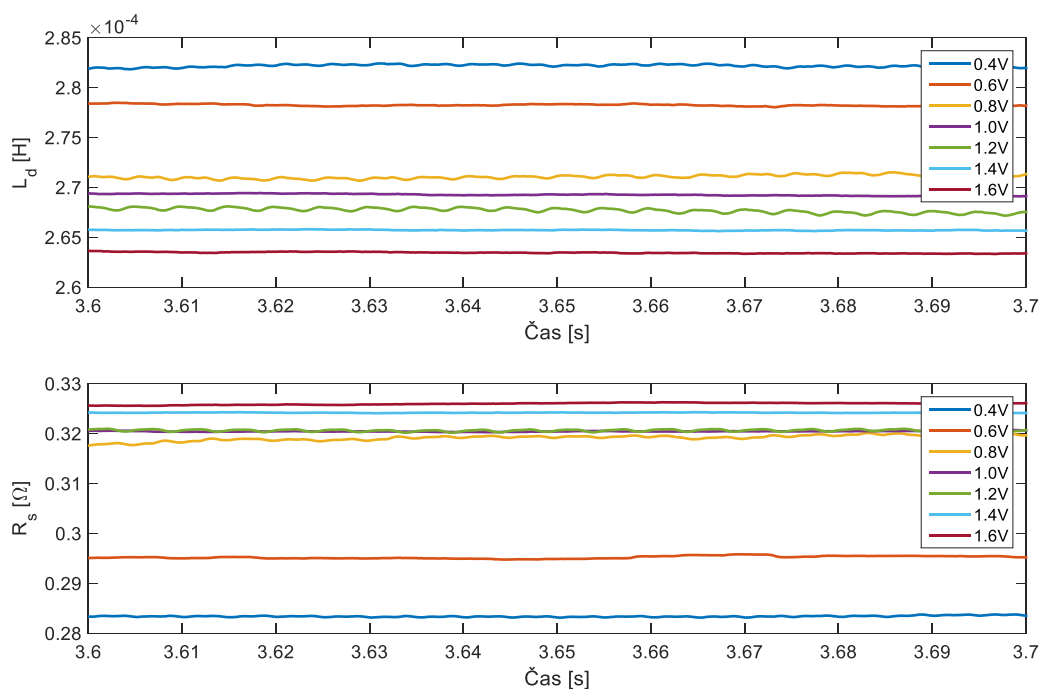
Obrázek 45 Identifikace v D složce při  $A = 1$  V,  $f = 200$  Hz, počet period integrace 20



Stejně jak v simulacích, tak i na reálném motoru byly zvoleny různé testovací vstupní signály o různých frekvencích a amplitudách. Na obrázku 46 je vstupní identifikační signál o amplitudě  $A = 0.2 \text{ V}$  a frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$ . Výsledky jsou téměř totožné jako u identifikačního signálu  $f = 200 \text{ Hz}$ . Výstupní signál tedy neobsahuje příliš velká zašumění, které by znemožňovaly použití vyšších frekvencí pro identifikaci.



Obrázek 46 Identifikace v D složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20



Obrázek 47 Identifikace v D složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20

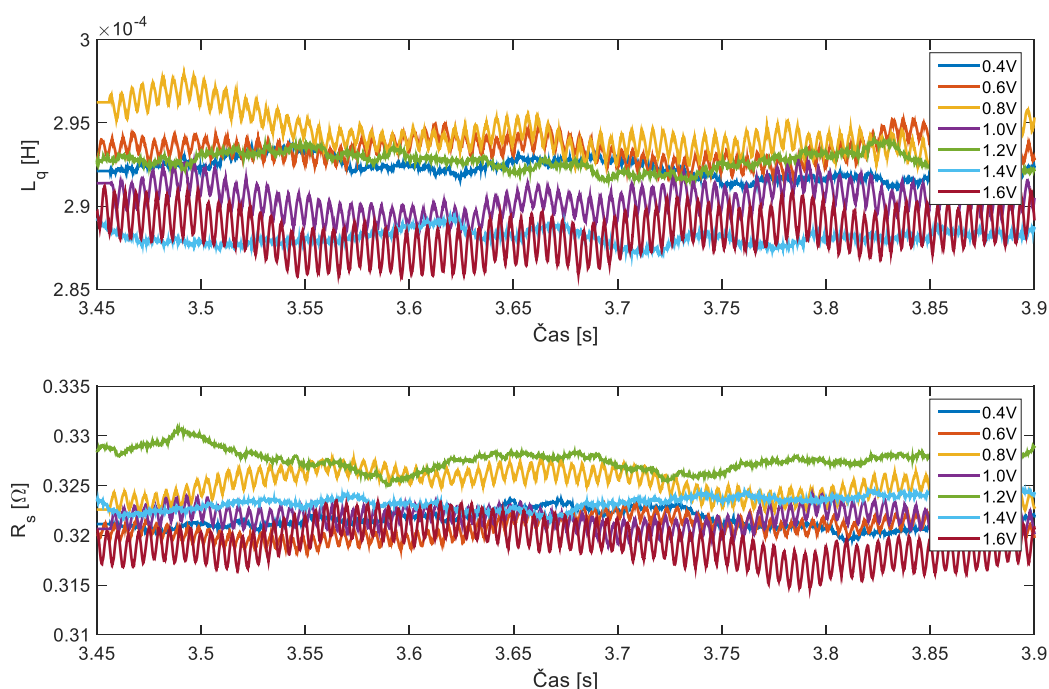
Stejně jako u identifikace při  $f = 200 \text{ Hz}$ , dostáváme při identifikaci pomocí identifikačního signálu o amplitudě  $A = 1 \text{ V}$  a frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  dvě úrovně offsetu, při kterých je metoda nepoužitelná v důsledku protínání nuly výstupním signálem.

Pokud zhodnotíme výsledky z části D, dostáváme přibližně stejné hodnoty, které se neliší o více než 4 % u podélné indukčnosti ve stejných úrovních offsetu, tedy stejných hodnotách výstupního proudu. Naopak při různých úrovních proudu nabývá podélná indukčnost  $L_d$  různých hodnot. U odporu statoru dostáváme přibližně konstantní hodnoty, které mají výchylku okolo  $\pm 4 \%$ . Výsledky jednotlivých testů jsou vidět v tabulce 7.

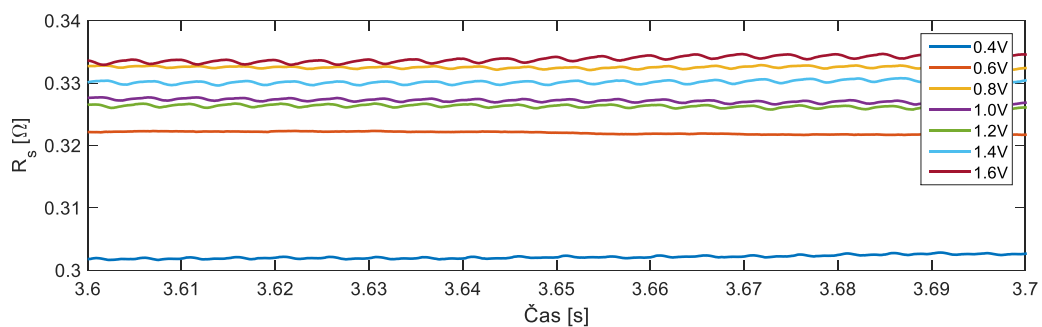
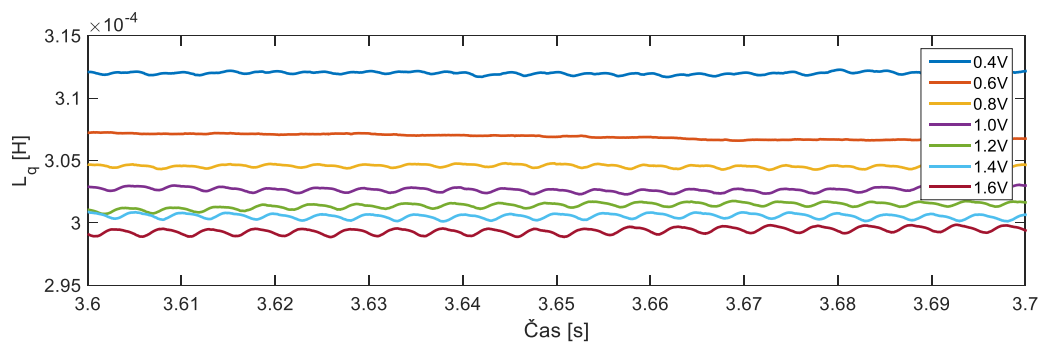
	Identifikační signál $A = 0.2 \text{ V}$		Identifikační signál $A = 1 \text{ V}$	
	$f = 200 \text{ Hz}$	$f = 800 \text{ Hz}$	$f = 200 \text{ Hz}$	$f = 800 \text{ Hz}$
$L_d [\text{mH}]$	0,255 – 0,265	0,255 – 0,265	0,265 – 0,273	0,264 – 0,271
$R_s [\Omega]$	0,306 – 0,32	0,310 – 0,325	0,32 – 0,33	0,319 – 0,327

Tabulka 7: Výsledky identifikace v části D

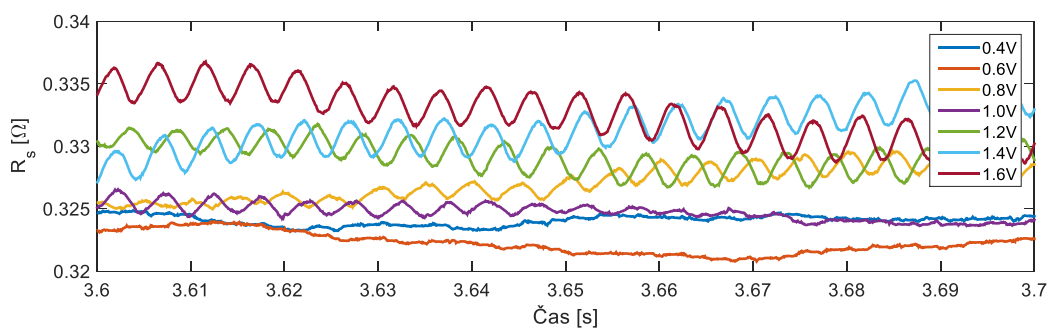
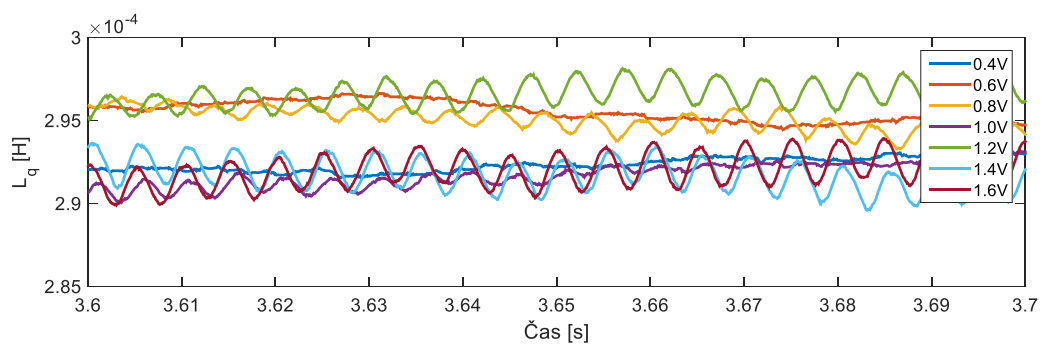
Stejnou metodu identifikace podstoupila i Q část motoru. Její výsledky jsou na následujících grafech. (obrázek 48, obrázek 49, obrázek 50, obrázek 51).



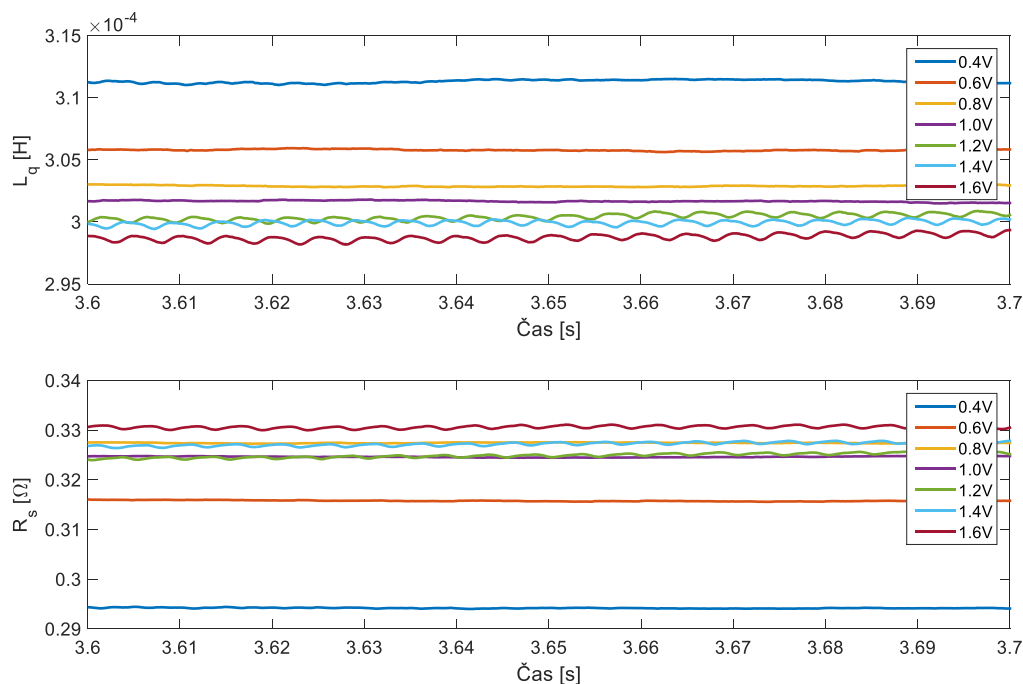
Obrázek 48 Identifikace v Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 200 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20



Obrázek 49 Identifikace v Q složce při  $A = 1$  V,  $f = 200$  Hz, počet period integrace 20



Obrázek 50 Identifikace v Q složce při  $A = 0.2$  V,  $f = 800$  Hz, počet period integrace 20



Obrázek 51 Identifikace v Q složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20

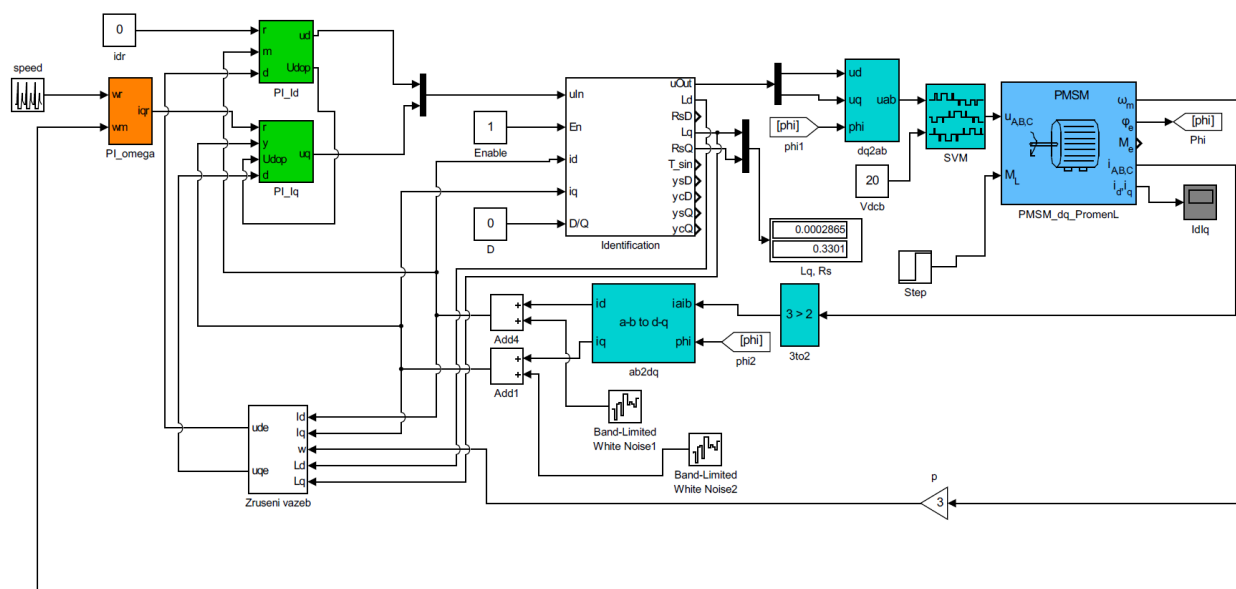
Pokud vyhodnotíme výsledky z části Q, dostáváme opět přibližně stejné hodnoty, které mají výchylku  $\pm 4 \%$ . Oproti podélné indukčnosti nemá příčná indukčnost až takové rozdíly při změně proudu a dá se prohlásit, že je téměř konstantní. U odporu statoru dostáváme opět přibližně konstantní hodnoty, které mají odchylku  $\pm 3 \%$ .

	Identifikační signál $A = 0.2 \text{ V}$		Identifikační signál $A = 1 \text{ V}$	
	$f = 200 \text{ Hz}$	$f = 800 \text{ Hz}$	$f = 200 \text{ Hz}$	$f = 800 \text{ Hz}$
$L_q \text{ [mH]}$	0,285 – 0,295	0,29 – 0,298	0,299 – 0,305	0,299 – 0,304
$R_s \text{ [Ω]}$	0,317 – 0,33	0,323 – 0,335	0,326 – 0,334	0,325 – 0,331

Tabulka 8: Výsledky identifikace v části Q

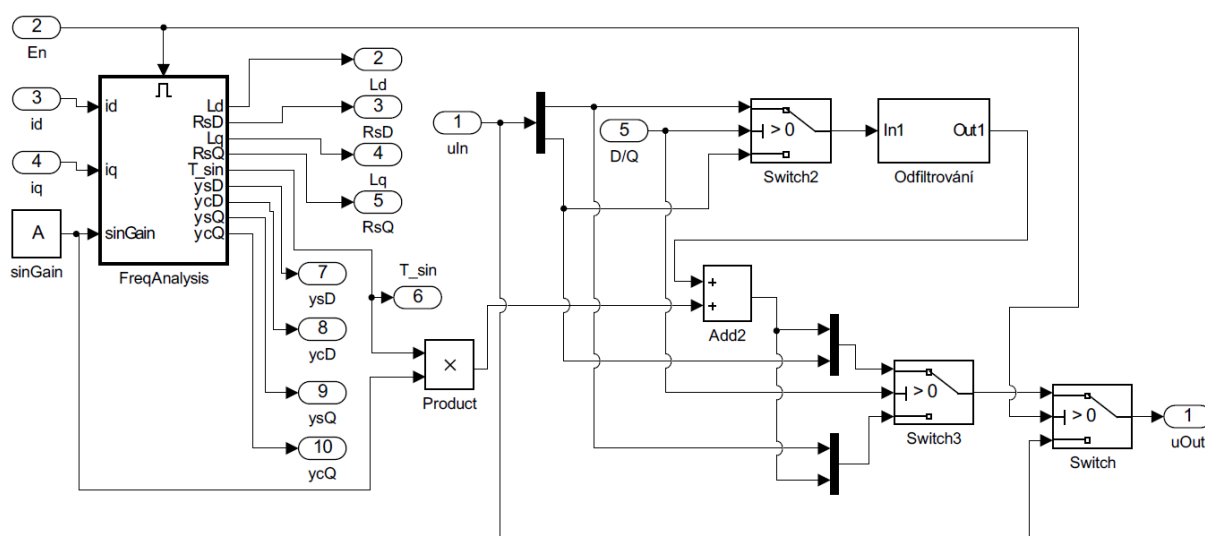
### 8.3 Simulace online frekvenční analýzy

Další testy byly provedeny v řídicí smyčce PMSM. Struktura řízení je znázorněna na obrázku 52. Zde jsou využity dva PI regulátory na řízení proudu a jeden PI regulátor k řízení otáček. Celková identifikace spolu s injektáží signálu je prováděna v bloku „Identification“.



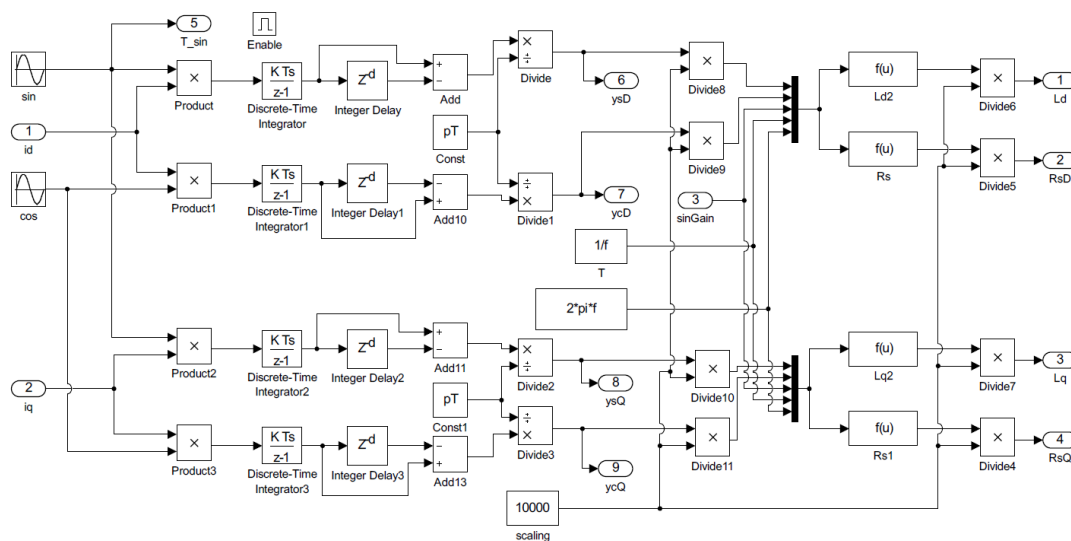
Obrázek 52 Identifikační a řídicí struktura pro online frekvenční analýzu

Blok „Identification“ je přizpůsoben tomu, aby se dala identifikovat vždy pouze jedna část motoru. Tedy buď příčná indukčnost  $L_q$  spolu s odporem statoru  $R_s$ , nebo podélná indukčnost  $L_d$  spolu s odporem statoru  $R_s$ . Na tomto rozhodnutí primárně závisí, do jakého napětí se bude injektovat identifikační signál. Zároveň je důležité, aby byl odfiltrován signál o stejné frekvenci ze zpětné vazby (obrázek 53).



Obrázek 53 Identifikační struktura pro online frekvenční analýzu - přepínání identifikačního signálu

Samotný výpočet parametrů je stejný jak u offline metody (obrázek 54). I zde byly upraveny velikosti vstupních hodnot  $y_s$  a  $y_c$  za účelem zpřesnění výsledků.



Obrázek 54 Identifikační struktura pro online frekvenční analýzu – integrace a výpočet

Podobně jak u offline metody tak i u online metody je identifikace odolná vůči šumu při měření proudů.

PSD Výkonová spektrální hustota	A = 1 V, f = 200 Hz				A = 1 V, f = 800 Hz			
	D-složka		Q-složka		D-složka		Q-složka	
	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$
1e-9	<0,5	<0,5	<0,5	<2	<5	<0,5	<1	<0,2
1e-8	<0,5	<0,5	<0,5	<2	<5	<1	<2	<1
1e-7	<0,5	<0,5	<0,5	<2	<5	<2	<5	<2
1e-6	<1	<1	<1	<2	<20	<5	<20	<4
1e-5	<3	<5	<3	<3	<50	<20	<50	<50
1e-4	<10	<15	<7	<7	>100	<100	>100	<200

Tabulka 9 Chyby metody při různých úrovních šumu při A = 1 V, f = 200 a 800 Hz, počet period 20

PSD Výkonová spektrální hustota	A = 0.2 V, f = 200 Hz				A = 0.2 V, f = 800 Hz			
	D-složka		Q-složka		D-složka		Q-složka	
	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_d} [\%]$	$\delta_{R_s} [\%]$	$\delta_{L_q} [\%]$
1e-9	<0,5	<0,5	<0,5	<2	<5	<1	<5	<1
1e-8	<1	<1	<1	<2	<10	<2	<10	<2
1e-7	<2	<2	<2	<2	<50	<10	<20	<5
1e-6	<5	<5	<5	<5	<100	<30	<100	<20
1e-5	<20	<20	<15	<10	>100	>100	>100	>100
1e-4	<50	<50	<70	<70	>100	>100	>100	>100

Tabulka 10 Chyby metody při různých úrovních šumu při A = 1 V, f = 200 Hz a 800 Hz, počet period 20

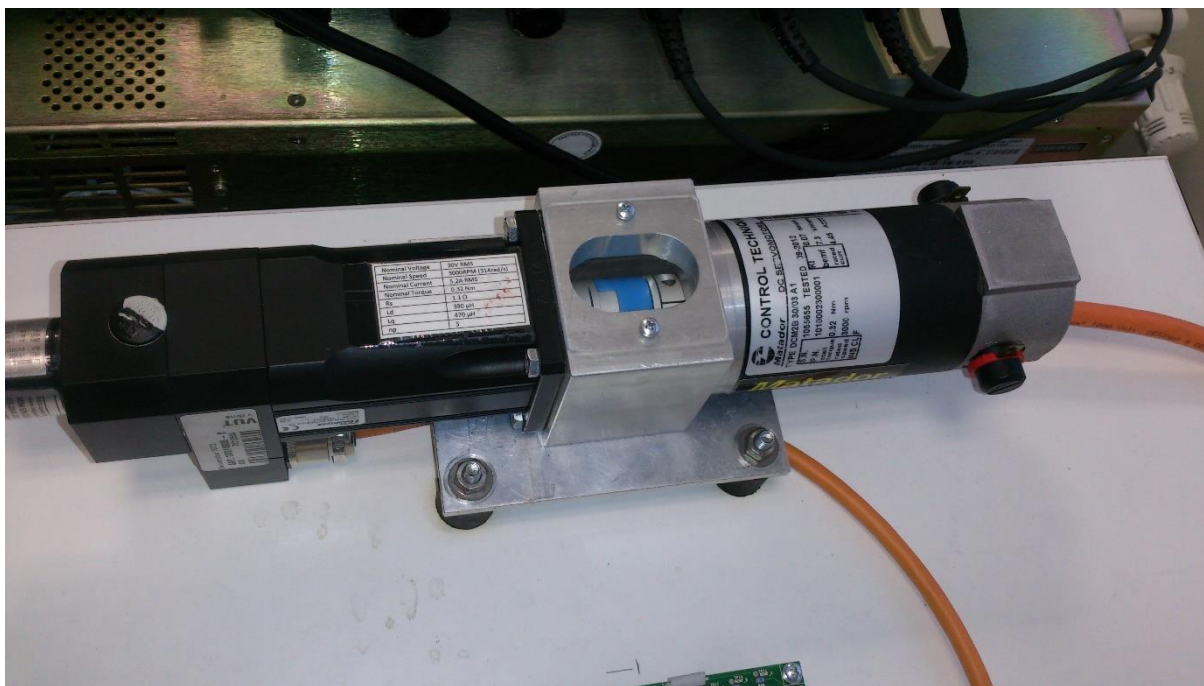
## 8.4 Testování online frekvenční analýzy na reálném motoru

Identifikační algoritmy byly použity k identifikaci příčné a podélné indukčnosti a odporu statoru. Identifikace byla provedena pomocí systému dSpace spolu s prostředím Matlab Simulink a Control Desk, jak je popsáno v kapitole 7. Test byl proveden při různých otáčkách, a to 50rad/s a 200rad/s, a při různém zatížení generovaném pomocí DC motoru Matador DCM2B 30/03 A1 s parametry viz Tabulka 11. Tento motor byl zapojen jako protizátěž sloužící ke generování různých zátěžových momentů v závislosti na napájecím proudu tohoto DC motoru (obrázek 55).

Parametry	Hodnoty
Jmenovitý moment	0.32 Nm
Jmenovité otáčky	3000 ot/min
BEMF	7.3 Wb
Jmenovitý proud	4.45 A

Tabulka 11 Parametry zatěžovacího DC motoru

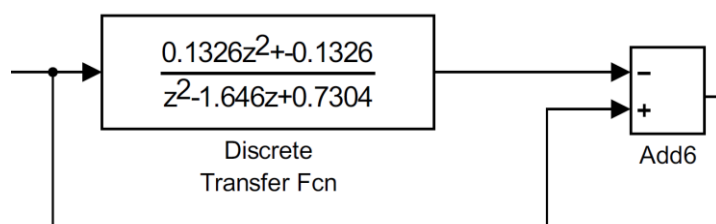
Do tohoto motoru byl postupně pouštěn proud 0-2 A. Spojení motorů je vidět na obrázku 55.



Obrázek 55 Zapojení motorů

Výsledná identifikace je vidět v následujících grafech. Byly testovány obě složky, jak D, tak Q, každá při čtyřech různých identifikačních signálech. Zároveň byla měněna zátěž generovaná DC motorem.

Další důležitou součástí je filtrace signálu. Ta probíhá tak, že se z daného průběhu získá signál o stejné frekvenci jako identifikační a ten se následně odečte z tohoto signálu (obrázek 56).

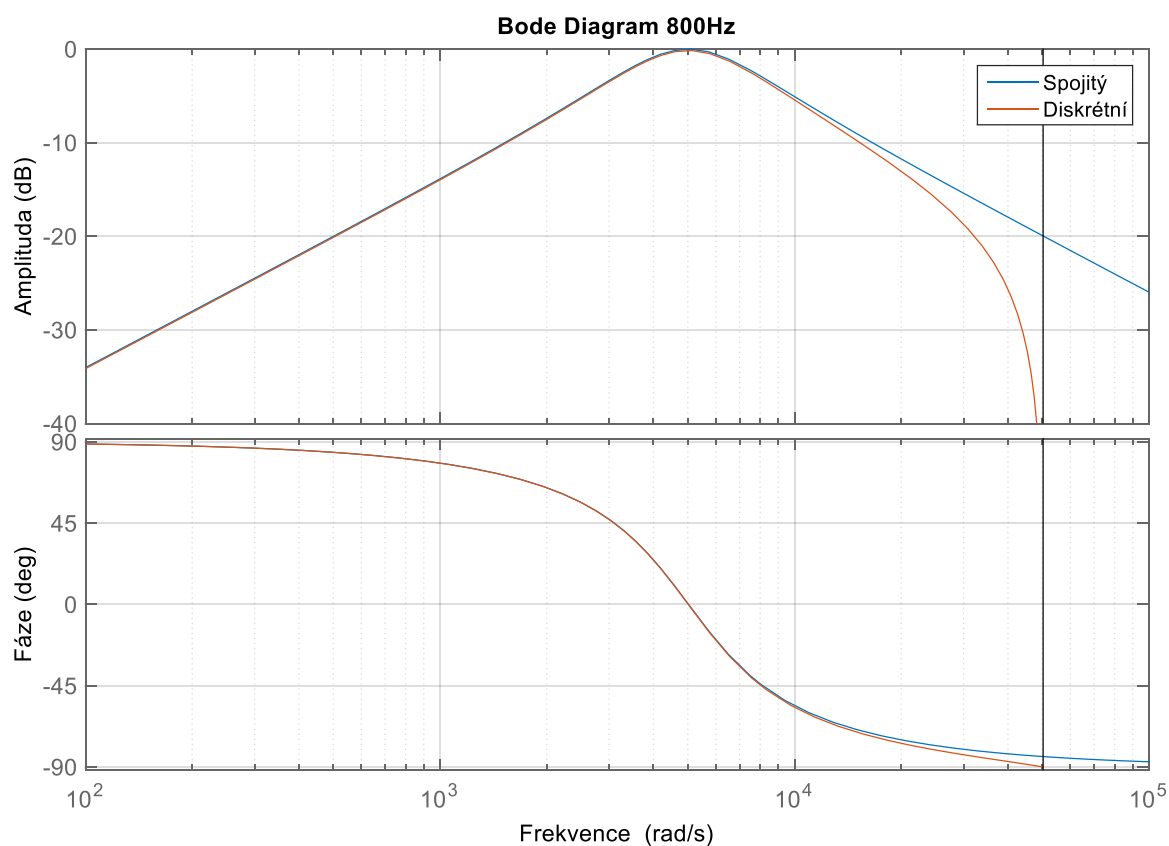


Obrázek 56 Odfiltrování signálu

V našem případě používáme pásmovou propust 800 Hz, která je diskrétní forma přenosu rovnice (6.27). Kvůli nulovému fázovému posunu byla přidána nula a následně upraveno zesílení přenosu tak, aby frekvenční a fázová charakteristika odpovídala charakteristikám spojitého přenosu.

$$F(z) = \frac{0.1326z^2 - 0.1326}{z^2 - 1.646z + 0.7304} \quad (8.1)$$

Amplitudová a fázová charakteristika je zobrazena na obrázku 57.



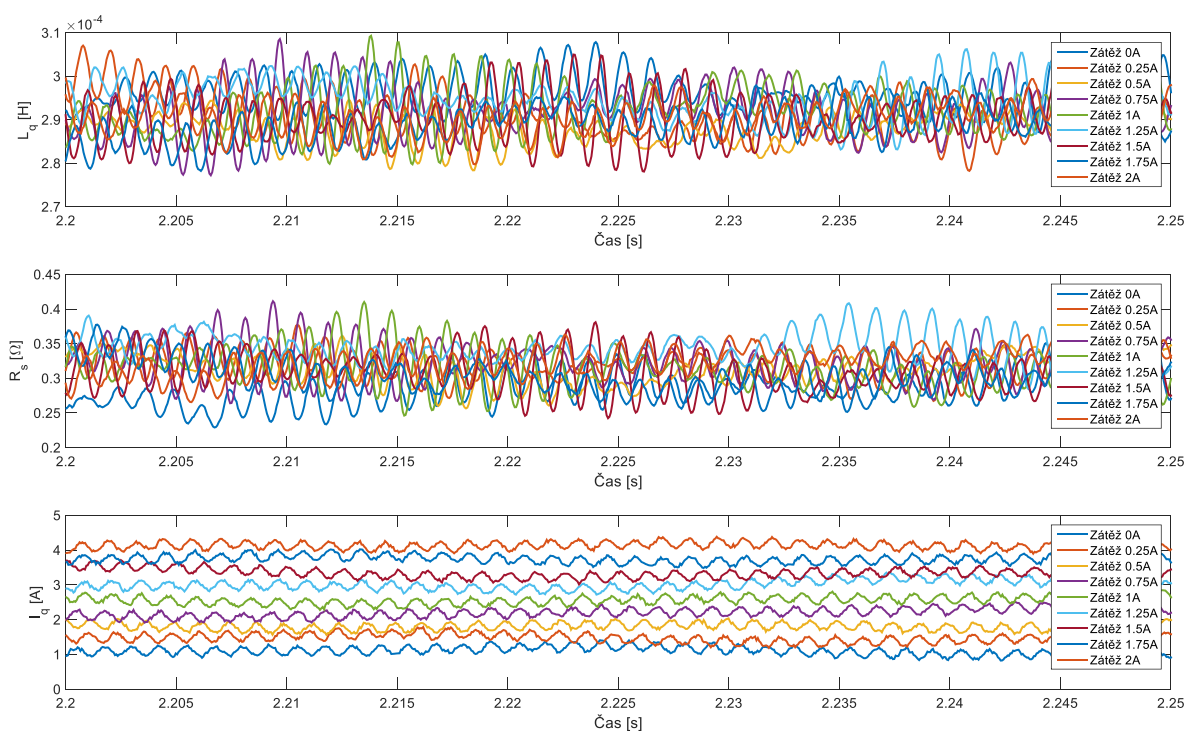
Obrázek 57 Amplitudová a fázová charakteristika přenosu filtru na 800 Hz



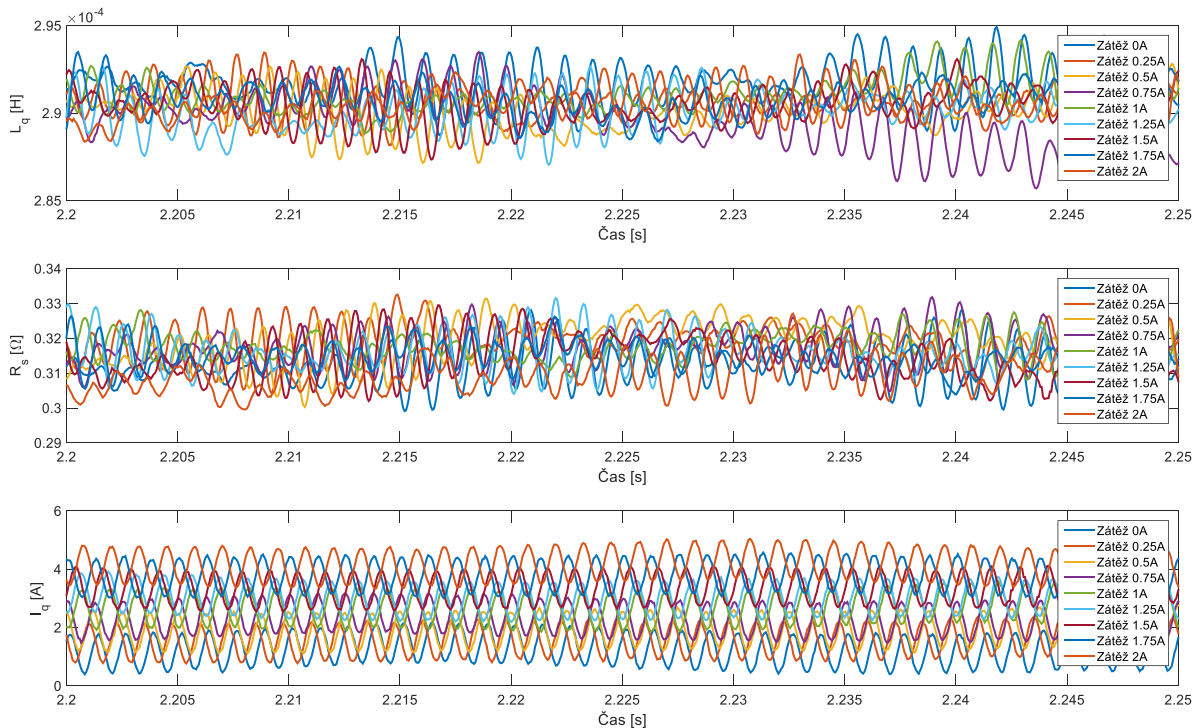
### 8.4.1 Identifikace v Q části

Při prvním testu byl použit identifikační signál o amplitudě  $A = 0.2 \text{ V}$  a frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  a injekece byla provedena do složky Q (obrázek 58). U online metody způsobuje rozkmit řídicího napětí  $0.2 \text{ V}$  rozkmit výstupního proudu o velikosti  $0.2 \text{ A}$ . A pokud je PMSM minimálně zatížen (na zátěžový DC motor není přivedeno žádné napětí) je výstupní proud zhruba  $1 \text{ A}$  při otáčkách  $50 \text{ rad/s}$ . Výsledné hodnoty vychází zhruba jako u offline metody, kde příčná indukčnost  $L_q$  byla téměř konstantní kolem  $L_q \cong 0.29 - 0.3 \text{ mH}$  a odpor statoru  $R_s$  mezi hodnotami  $0.27 \Omega - 0.33 \Omega$ .

Další identifikační signál, který byl poslán do motoru, má amplitudu  $A = 1 \text{ V}$  a frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  a otáčky motoru byly opět  $50 \text{ rad/s}$ . (obrázek 59). Při těchto parametrech nemá identifikace příčné indukčnosti  $L_q$  takový rozptyl a je opět  $L_q \cong 0.29 \text{ mH}$ . Naopak odpor statoru  $R_s$  se ustálil mezi hodnotami  $0.31 \Omega - 0.32 \Omega$ .



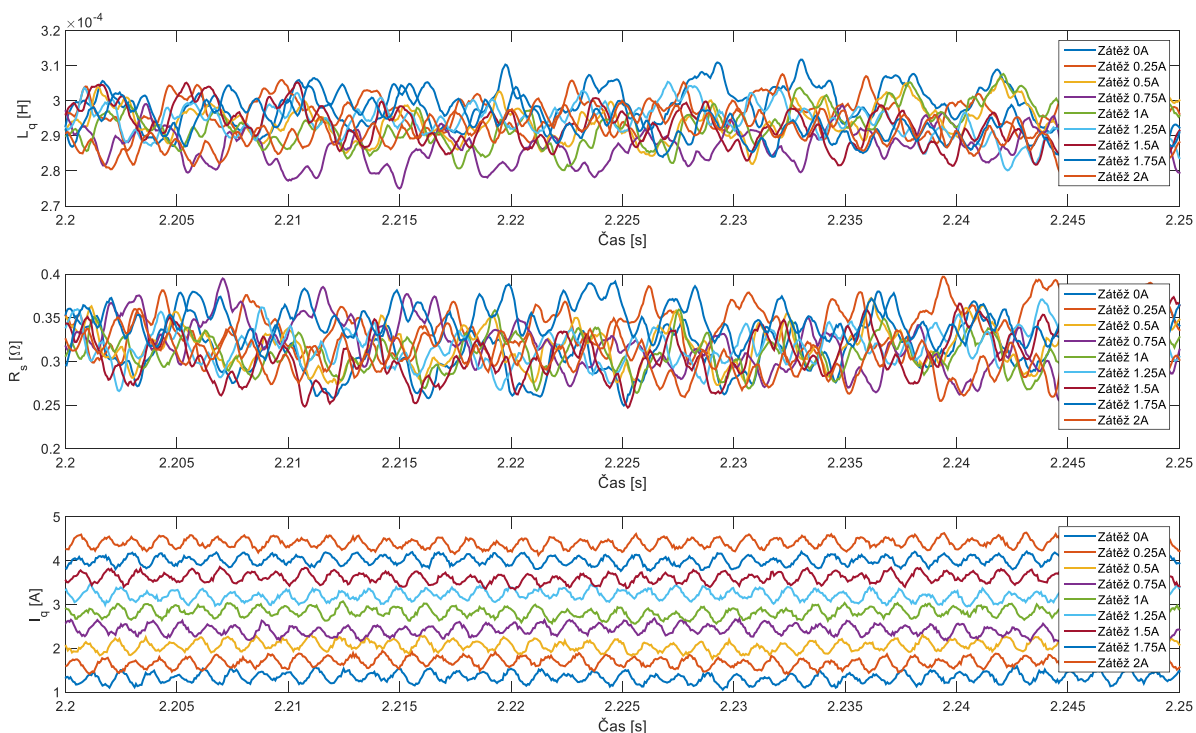
Obrázek 58 Online identifikace v Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $50 \text{ rad/s}$



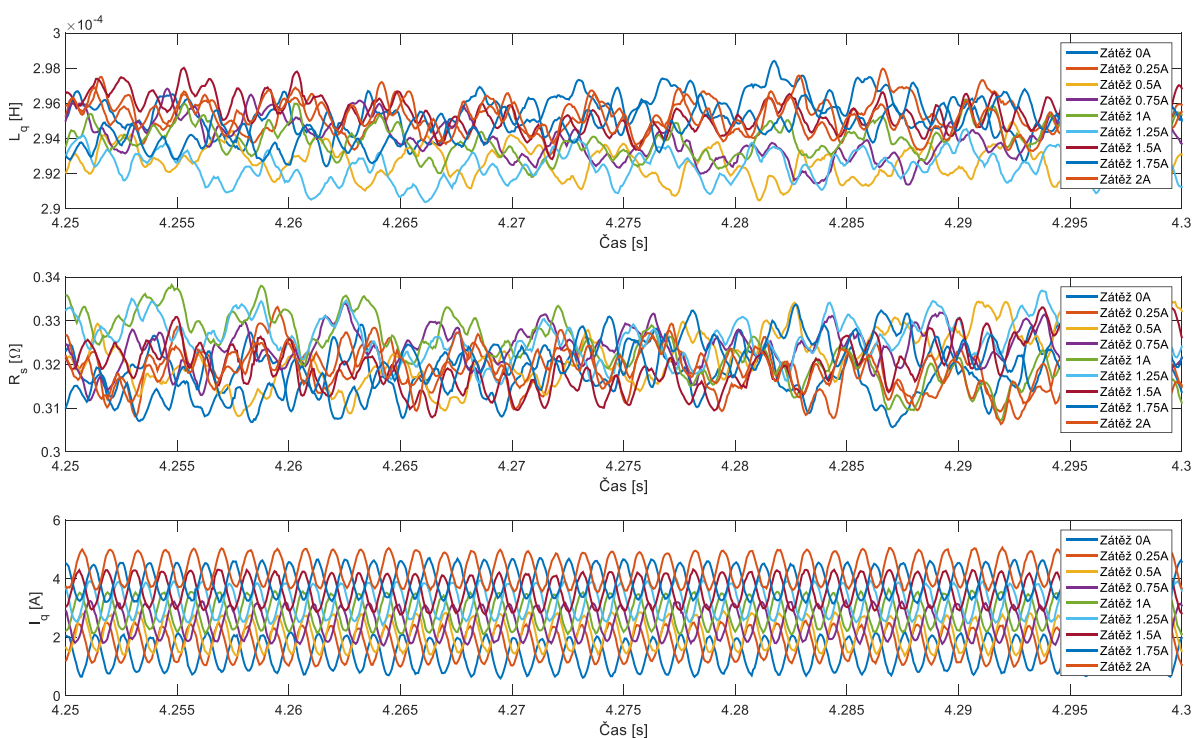
Obrázek 59 Online identifikace v  $Q$  složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $50 \text{ rad/s}$

Podobné testy byly provedeny i při větší rychlosti motoru. V následujícím grafu (obrázek 60) je při identifikaci použit signál, který má amplitudu  $A = 0.2 \text{ V}$ , frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  a otáčky motoru  $200 \text{ rad/s}$ . Při těchto parametrech identifikace příčné indukčnosti  $L_q$ , byly získány hodnoty  $L_q \cong 0.29 - 0.3 \text{ mH}$ . Velikost odporu satoru  $R_s$  se ustálila mezi hodnotami  $0.3 - 0.35 \Omega$ .

V grafu (obrázek 61) je při identifikaci použit signál s amplitudou  $A = 1 \text{ V}$  a frekvencí  $f = 800 \text{ Hz}$  při otáčkách  $200 \text{ rad/s}$ . Při těchto parametrech dosahuje příčná indukčnost  $L_q$  hodnot  $L_q \cong 0.292 - 0.297 \text{ mH}$ . Velikost odporu satoru  $R_s$  se ustálila mezi hodnotami  $0.31 \Omega - 0.33 \Omega$ .

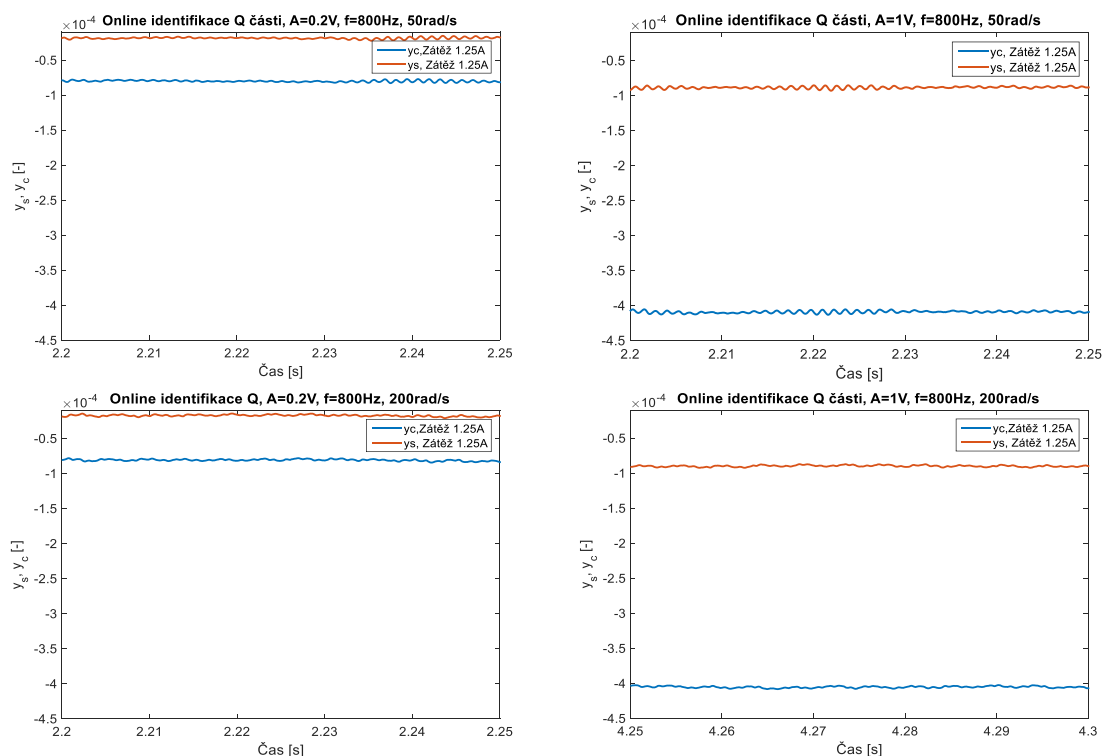


Obrázek 60 Online identifikace v Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$



Obrázek 61 Online identifikace v Q složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$

Pokud se podíváme na integrační proměnné předcházejících průběhů (obrázek 62), je opět zřejmé, že identifikaci můžeme považovat za správnou v obou případech vstupní amplitudy.

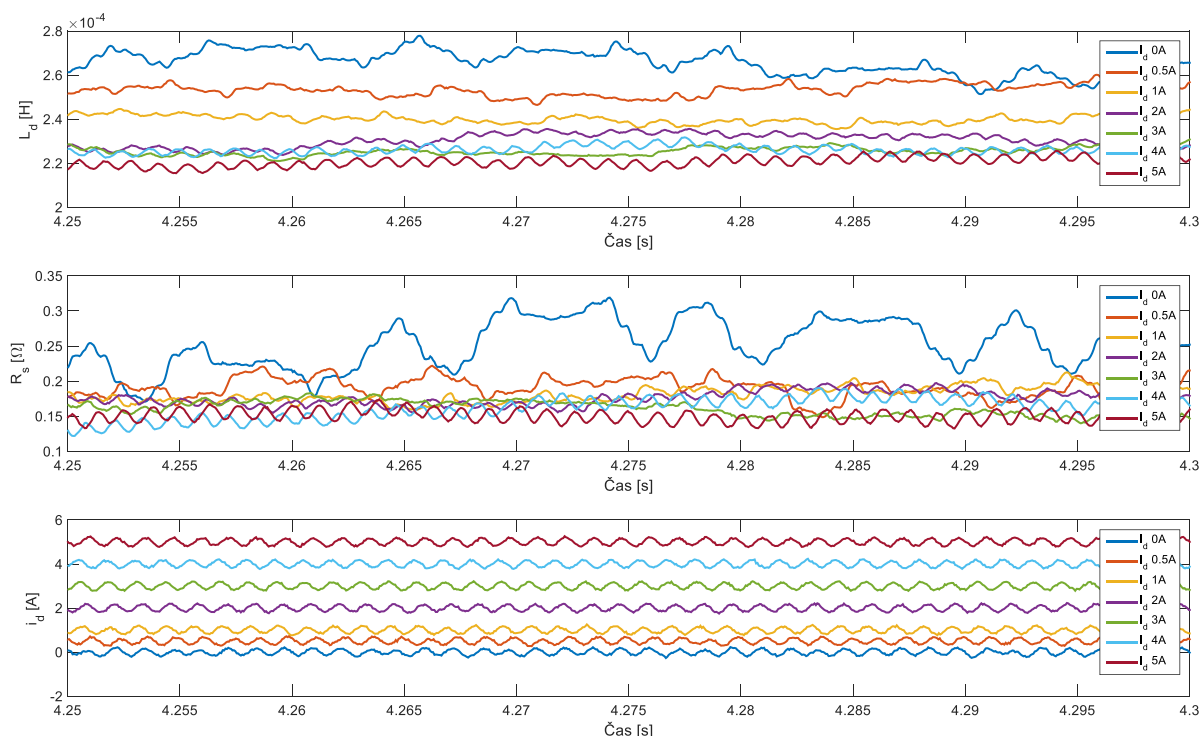


Obrázek 62 Online identifikace v Q složce - hodnoty integračních proměnných  $y_s, y_c$

#### 8.4.2 Identifikace v D části

Další identifikace byla provedena v D části motoru, kde byla zjišťována podélná indukčnost  $L_d$  a odporu statoru  $R_s$ . Na identifikaci byl opět použit identifikační signál o frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  s dvěma různými amplitudami, a to  $A = 0.2 \text{ V}$  a  $A = 1 \text{ V}$ . Na rozdíl od předchozí identifikace se tentokrát různé úrovně proudu nenastavovaly pomocí zátěže připojené na hřídel, ale přímo jako žádaná hodnota  $I_d$  proudu na PI regulátoru. Tyto hodnoty pak byly voleny od  $0 \text{ A}$  do  $5 \text{ A}$  po kroku  $1 \text{ A}$ .

První identifikační signál, který byl použit, má parametry  $f = 800 \text{ Hz}$  a  $A = 0.2 \text{ V}$  a rychlost motoru byla  $50 \text{ rad/s}$  (obrázek 63). Pokud výsledky porovnáme s offline metodou, zjistíme značnou odlišnost výsledků. Při tomto signálu je také zřejmá závislost mezi indukčností a proudem. Indukčnost se zde pohybuje mezi  $0.22 - 0.27 \text{ mH}$ . Na průbězích je patrné, že identifikovaná závislost je roztáhlejší. Pokud se podíváme na odpor statoru  $R_s$ , hodnoty vůbec neodpovídají těm z předchozích měření. Hodnota se pohybuje kolem  $R_s \cong 0.13 - 0.2 \Omega$ , což je téměř polovina uvažované správné hodnoty. Taktéž hodnota z identifikace při proudu  $I_d = 0 \text{ A}$  se nedá považovat za správnou, a to jak u indukčnosti, tak u odporu. Projevuje se zde několik vlivů, jak průchody nulou, což bylo zmíněno již výše, tak poměrně deformovaný identifikační signál.

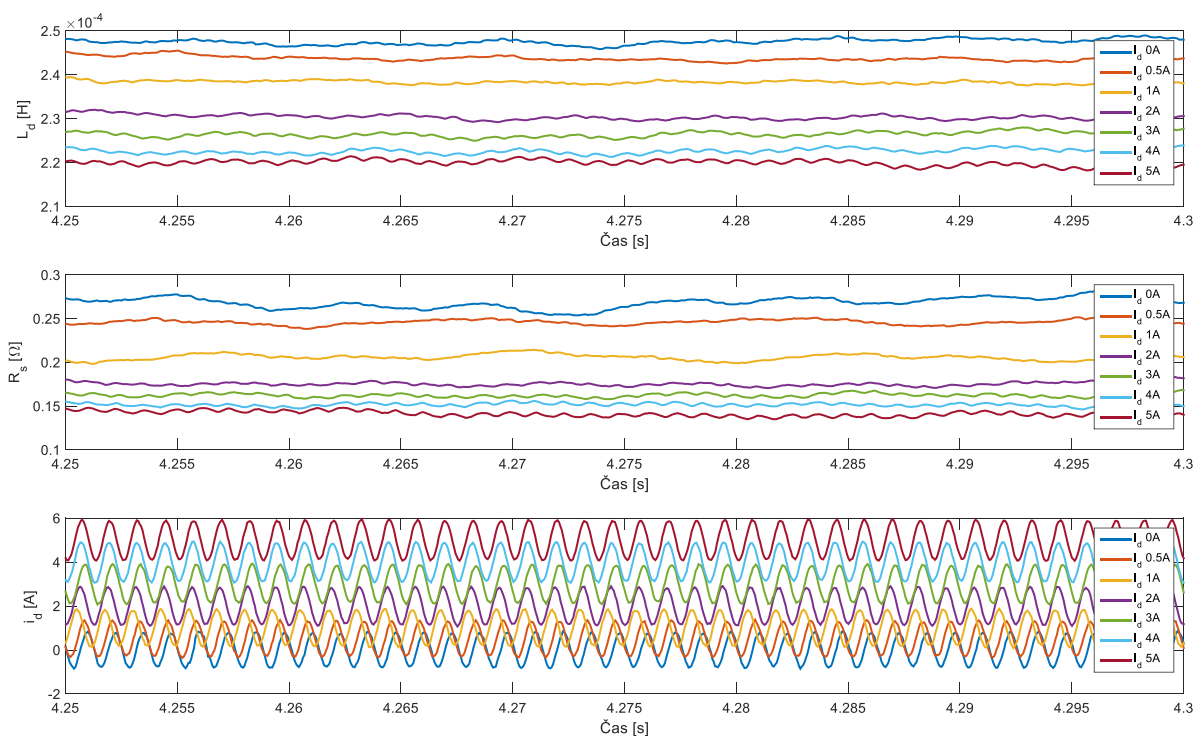


Obrázek 63 Online identifikace v D složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $50 \text{ rad/s}$

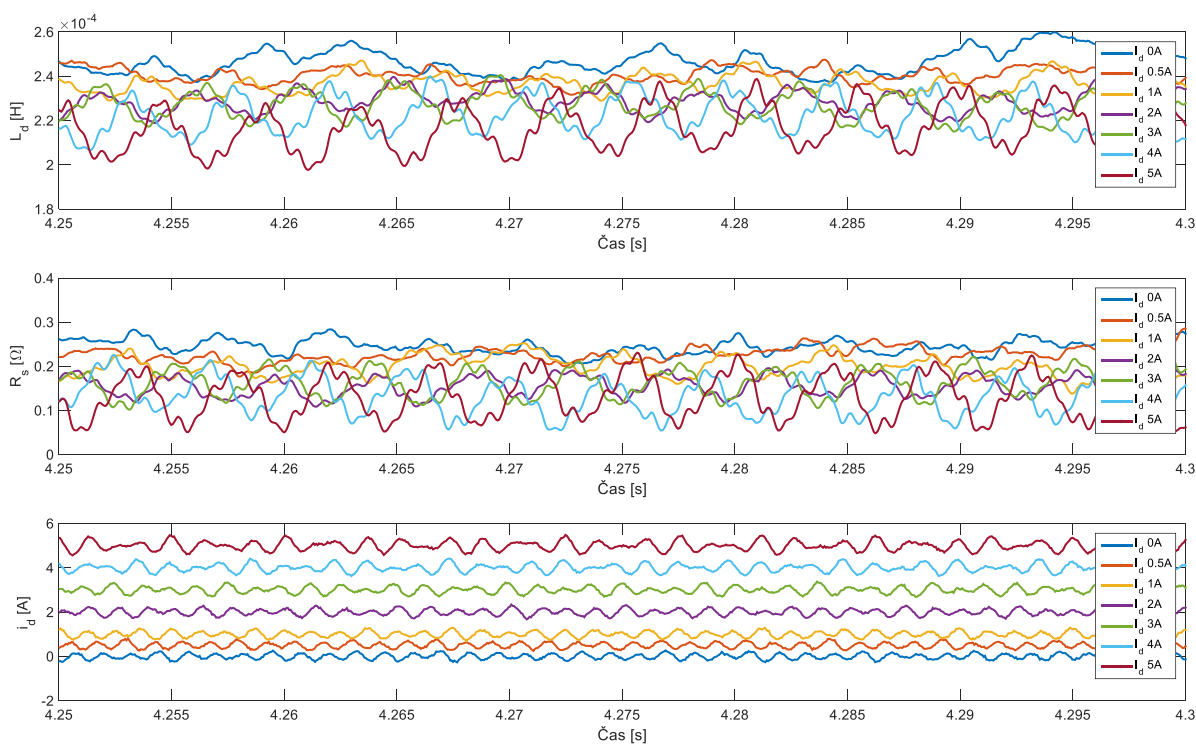
Pokud při stejných otáčkách použijeme signál s větší amplitudou  $A = 1 \text{ V}$  (obrázek 64), u podélné indukčnosti  $L_d$  opět vidíme závislost indukčnosti na proudu. Opět se hodnoty pohybují mezi  $L_d = 0.22 - 0.25 \text{ mH}$ . Nejvyšší hodnoty jsou opět ovlivněny průchodem proudu nulou, ale vzhledem k větší amplitudě leží větší část sinusovky mimo pás necitlivosti a hodnoty tak vykazují menší chybu než u amplitudy signálu  $0.2 \text{ V}$ . U odporu statoru se jeví identifikace ve složce D jako zcela nepoužitelná. Hodnoty indikují, že je odpor závislý na proudu a mění se, indukčnost nabývá hodnot  $L_d = 0.15 - 0.2 \text{ mH}$ , pokud zanedbáme hodnoty ovlivněné průchodem nulou.

Stejně jako v předchozích identifikacích, i zde byly parametry identifikovány při otáčkách  $200 \text{ rad/s}$ . Při identifikačním signálu  $A = 0.2 \text{ V}$  a frekvenci  $f = 800 \text{ Hz}$  (obrázek 65) se ukazuje, že signál s malou amplitudou je pro identifikaci v této rychlosti nedostatečný, a to díky velké deformaci identifikačního signálu. To se projevuje i na identifikovaných parametrech, které jsou velmi zašuměné.

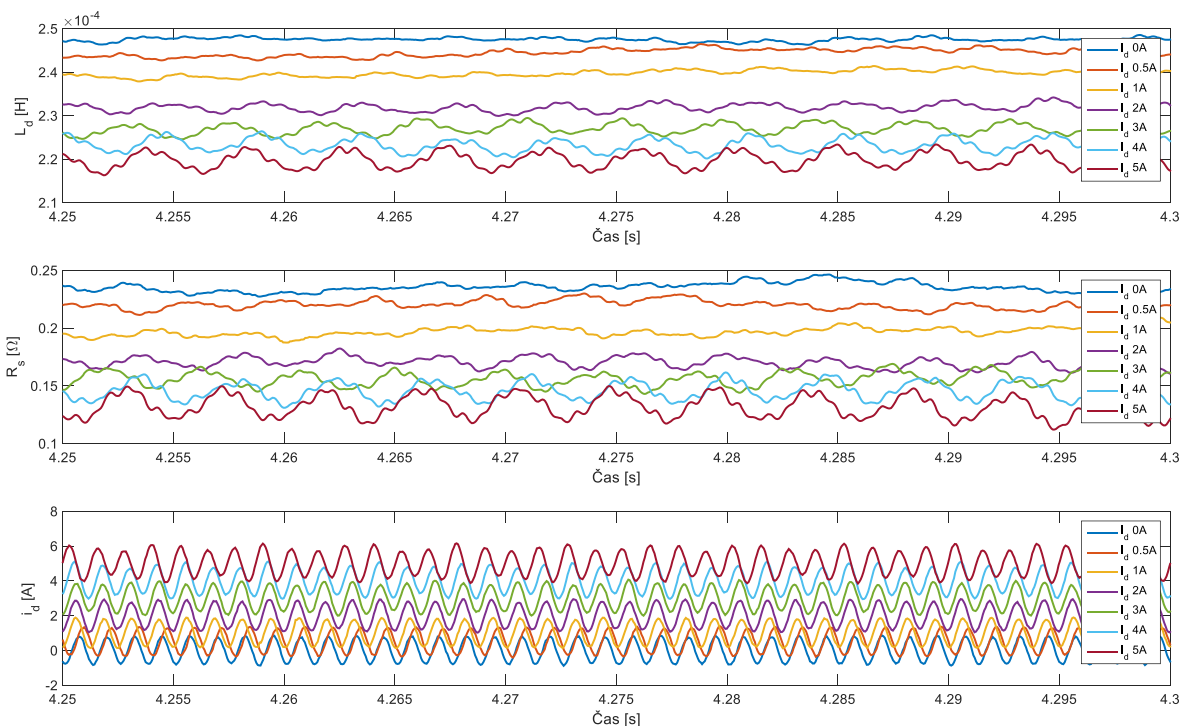




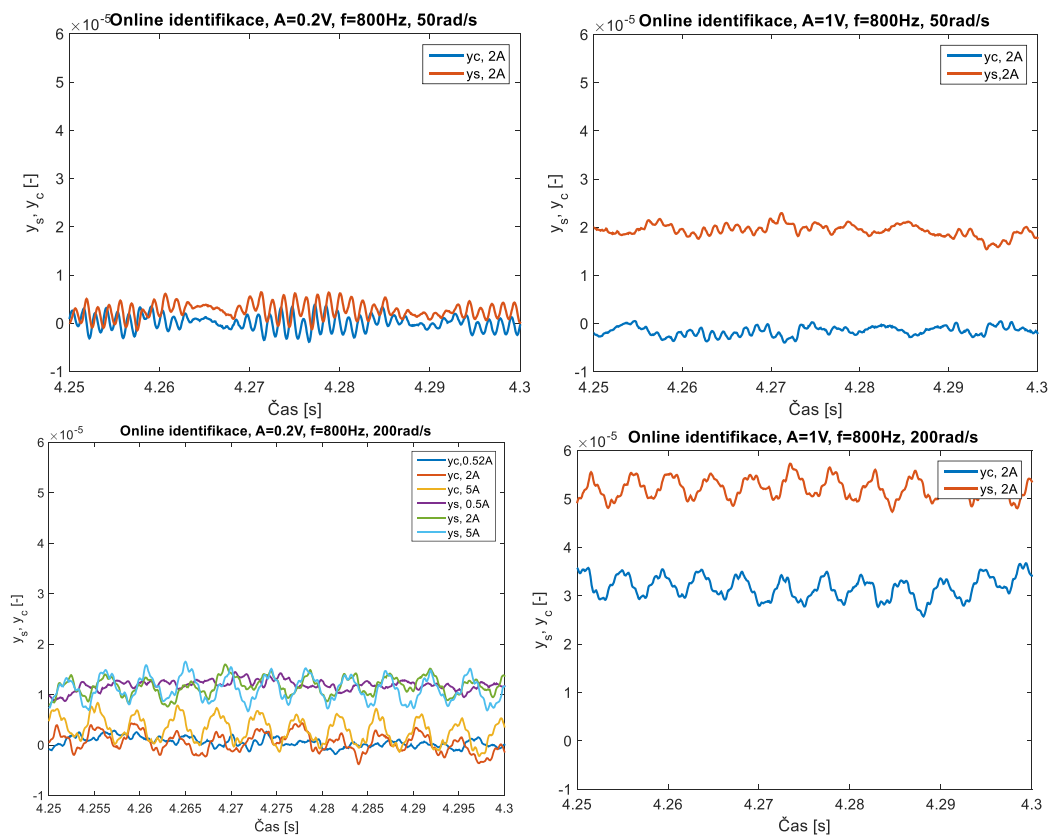
Obrázek 64 Online identifikace v D složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti 50 rad/s



Obrázek 65 Online identifikace v D složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti 200 rad/s



Obrázek 66 Online identifikace v D složce při  $A = 1 \text{ V}$ ,  $f = 800 \text{ Hz}$ , počet period integrace 20, při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$



Obrázek 67 Online identifikace v D složce-hodnoty integračních proměnných  $y_s, y_c$

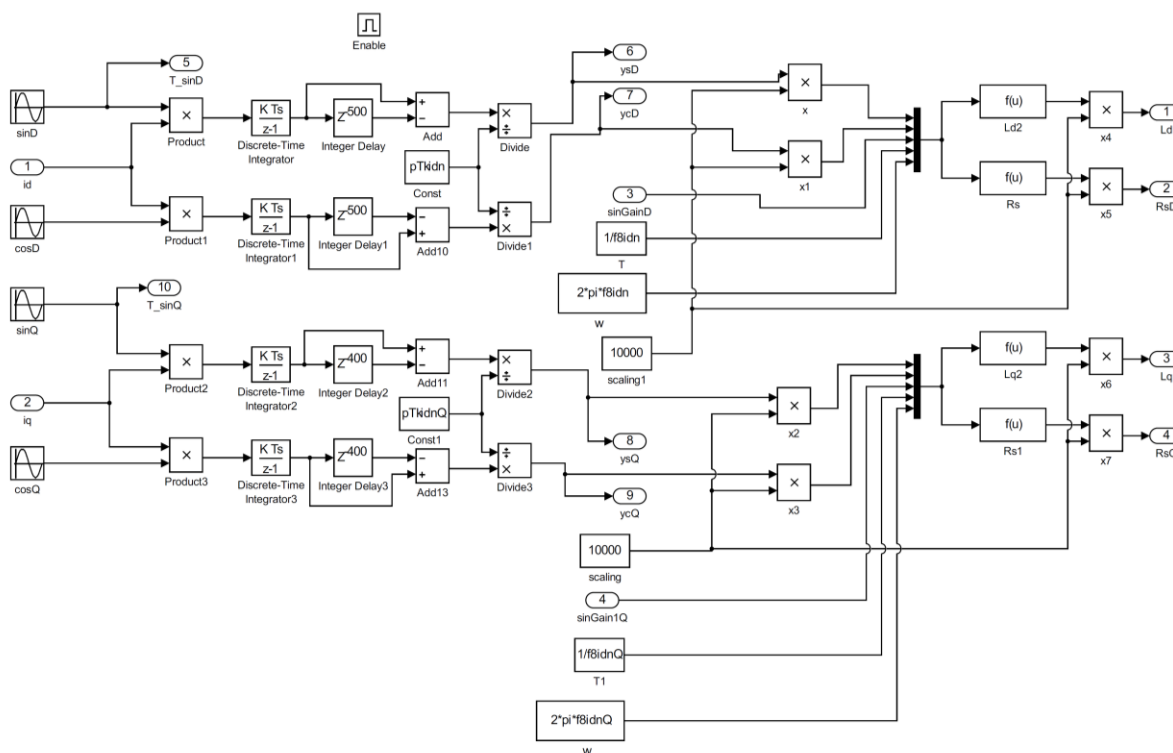
Pokud do motoru pustíme při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$  identifikační signál o amplitudě  $A = 1 \text{ V}$  (obrázek 66), dostáváme o něco hladší průběhy, ale pořád je v proudech vidět deformace signálu. I zde je tato metoda zcela nepoužitelná při identifikaci odporu statoru, ale u podélné indukčnosti se chyba pohybuje vůči předchozím měřením v offline režimu zhruba do 15 %, a pro případné použití, například pro návrh regulátoru, je dostatečná.

Značná nepřesnost při identifikaci D složky je patrná i z průběhů integračních proměnných  $y_s$  a  $y_c$  (obrázek 67). Téměř žádné signály nejsou hladké a mají zvlněný průběh, což naznačuje, že byl harmonický signál po průchodu motorem značně deformovaný a nevypovídá přesně o parametrech motoru. Na grafech jsou zobrazeny signály během identifikace při proudu  $I_d = 2 \text{ A}$ . Při této hodnotě jsou průběhy nejméně zvlněné. Pro názornost jsou v grafu pro  $A = 0.2 \text{ V}$  a otáček  $200 \text{ rad/s}$  zobrazeny i průběhy pro  $I_d = 0.5 \text{ A}$  a  $5 \text{ A}$ .



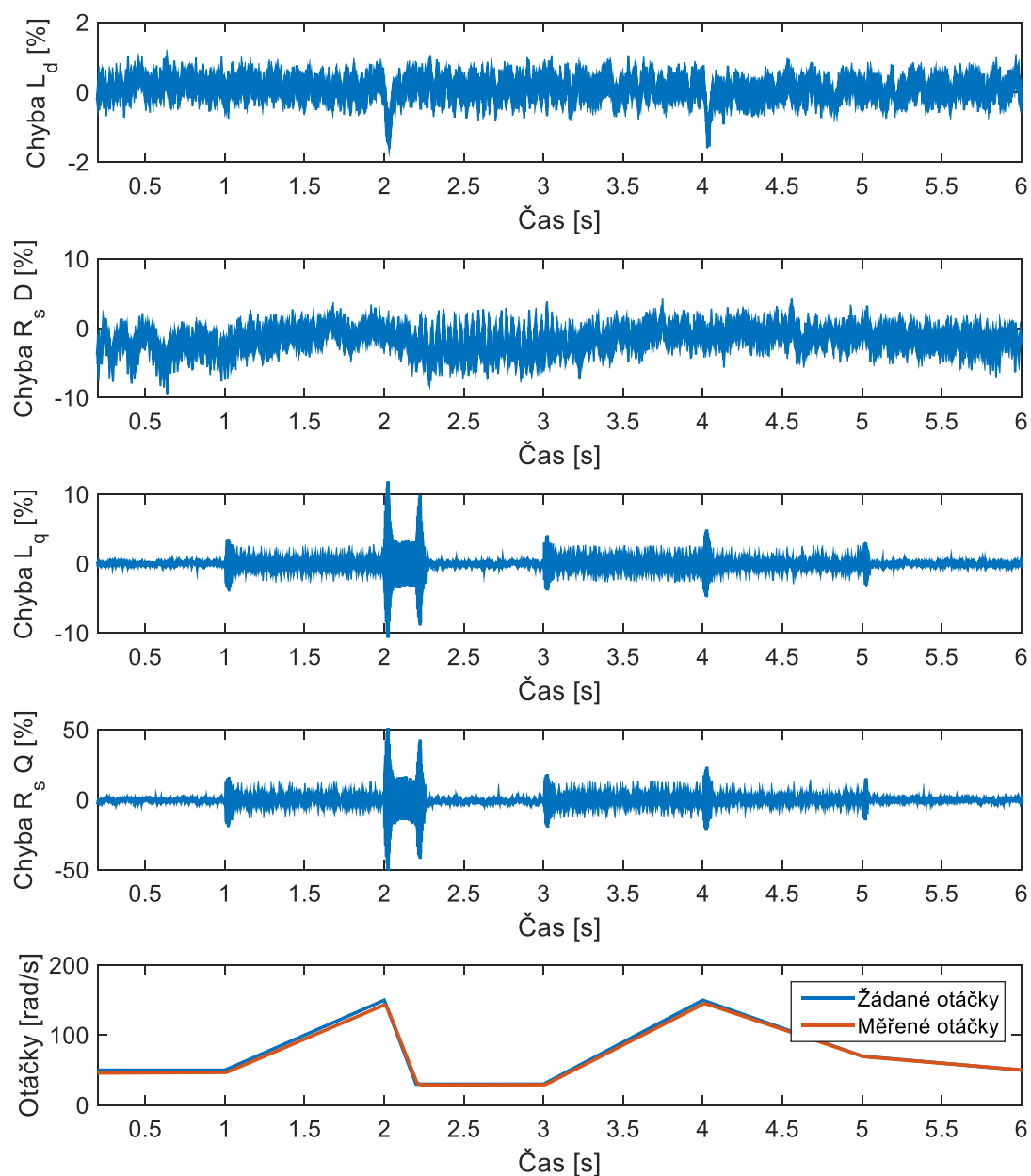
## 8.5 Simulace online frekvenční analýzy- identifikace obou částí současně

Dalším krokem v realizaci identifikace pomocí frekvenční analýzy bylo spojit identifikaci obou částí dohromady. To znamenalo, že každá část musí obsahovat filtr na odfiltrování otáček a vlastní integrační a výpočetní část. Toto zapojení je vidět na obrázku 68, kde každá část má i vlastní generátory sinu a cosinu pro případ různých frekvencí identifikace.



Obrázek 68 Online identifikace v D a Q složce - frekvenční analýza pro dvě frekvence

Další důležitou součástí v identifikaci obou částí je přičítání kompenzace z odvazbení až po odfiltrování. U jednostranné identifikace to není třeba, jelikož signály o stejné frekvenci jako identifikační signály jsou v těchto složkách zanedbatelné. U identifikace obou částí se ovšem identifikační frekvence vyskytuje i v křížových vazbách a otáčky pak mají velký vliv na přesnost identifikace. A právě odvazbení by měl tyto vazby zrušit. Výsledné hodnoty identifikace s přivedeným odvazbením za odfiltrováním jsou vidět na následujícím obrázku (obrázek 69). Identifikace dává uspokojivé hodnoty až na části, kde se prudce mění rychlost motoru a identifikační signál je proto zkreslený. Z průběhů je patrné, že metoda pracuje nejlépe při konstantních otáčkách.

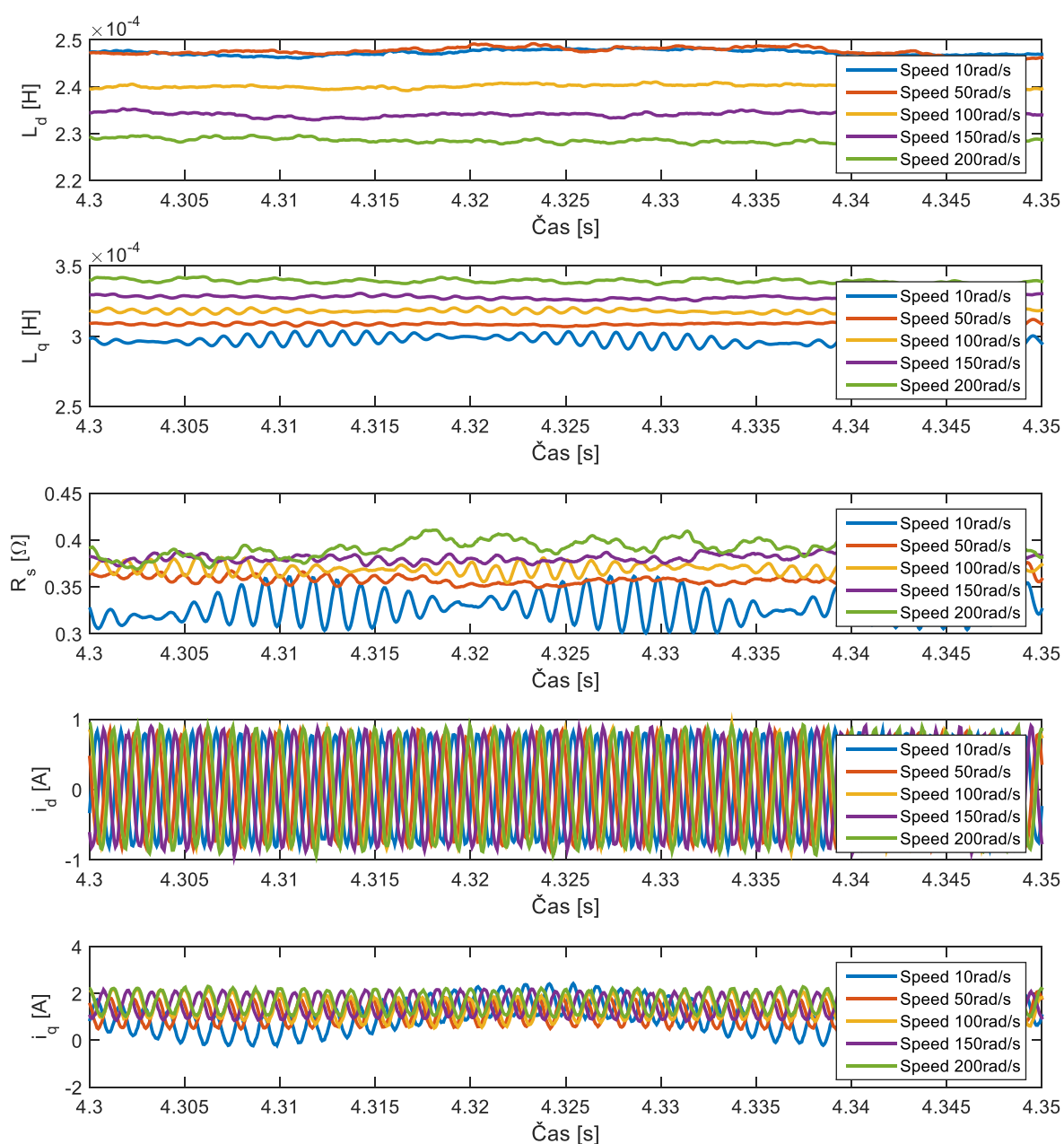


Obrázek 69 Online identifikace v  $D$  a  $Q$  složce,  $A = 1$  V,  $f_1 = 800$  Hz,  $f_2 = 800$  Hz -závislost na rychlosti

## 8.6 Testování online frekvenční analýzy na reálném motoru -

### identifikace obou částí současně

Jak již bylo zmíněno, pokud identifikujeme obě části současně (D i Q), musí být dobře zapojeno odvážení. Zapojení řídicí struktury je na obrázku 39 v kapitole 7.1. K filtraci byly použity filtry pro 800 Hz (obrázek 57). Takto navržená identifikace při současném řízení se ovšem neosvědčila. Identifikované parametry byly do jisté míry závislé na rychlosti (obrázek 70). Změna u indukčností není tak zásadní jako u odporu. Pohybuje se do 10 % procent, zatímco u odporu se tato změna pohybovala až do 25 %.

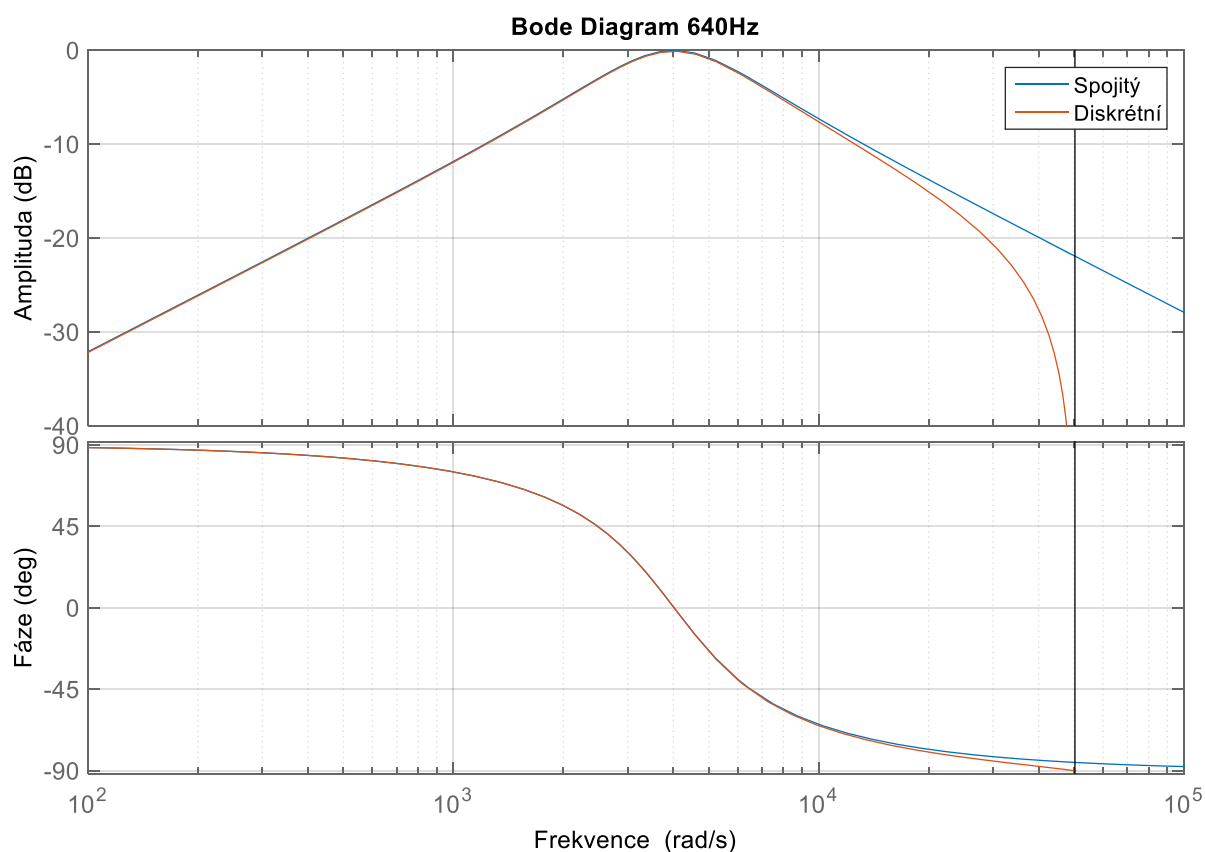


Obrázek 70 Závislost identifikace odporu statoru na rychlosti při  $A = 1$  V,  $f = 800$  Hz, počet period integrace 20

Tuto závislost způsobuje především špatná kompenzace křížových vazeb pomocí odvazbení. Proto byla pro druhý identifikační signál zvolena frekvence 640 Hz. Pokud křížovými vazbami do identifikované části budou vstupovat odlišné frekvence, na přesnost metody to nemá vliv. Velikost frekvence byla zvolena v závislosti na vzorkovací frekvenci 16 kHz, kde byla hledána taková, která je nejbližze 800 Hz, a to směrem dolů, a zároveň byla celočíselně dělitelná vzorkovací periodou. Součástí toho bylo vytvoření nového filtru, který popisuje přenos:

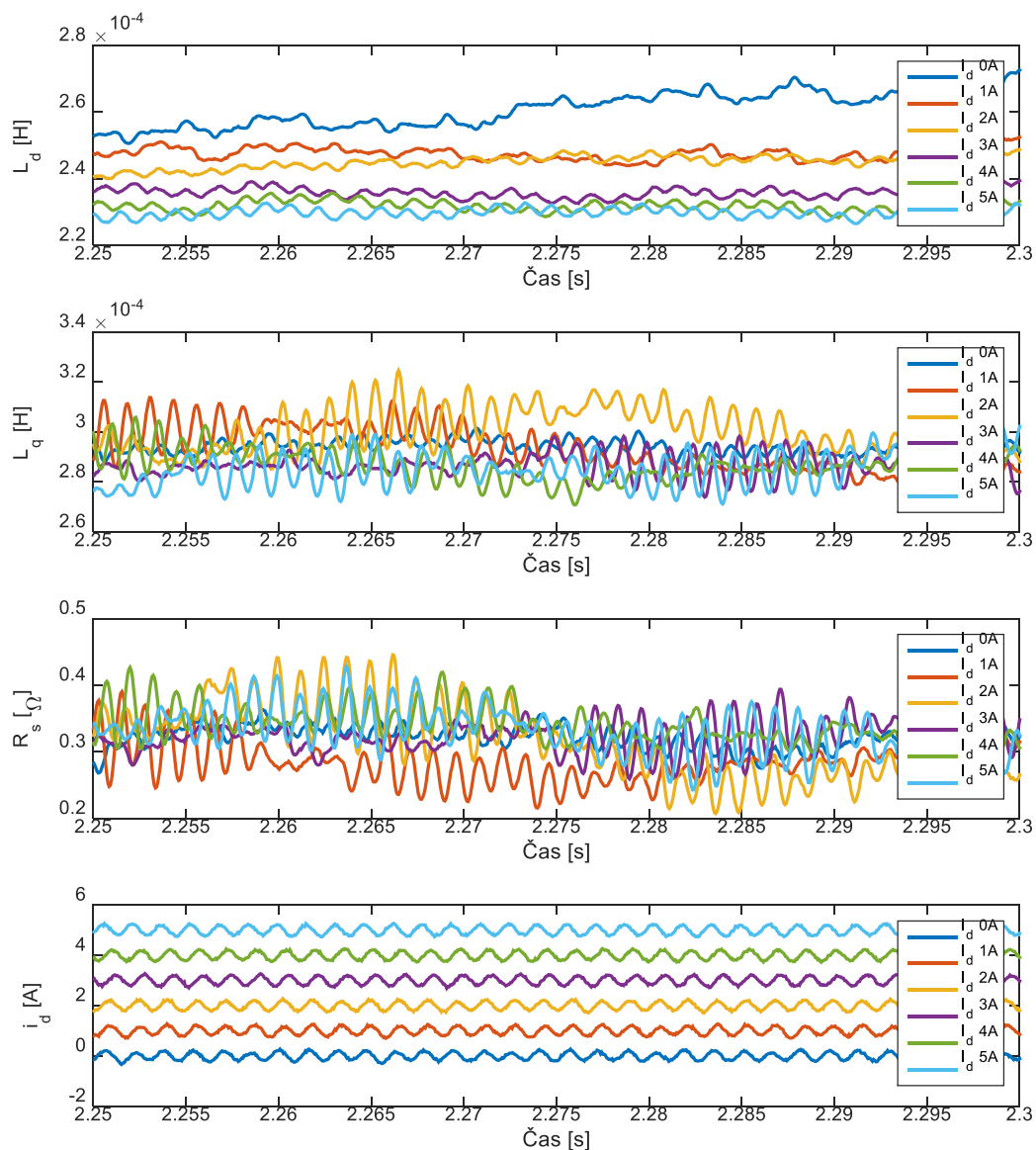
$$F(z) = \frac{0.11z^2 - 0.11}{z^2 - 1.722z + 0.7778} \quad (8.2)$$

S amplitudovou a fázovou charakteristikou (obrázek 71)



Obrázek 71 Amplitudová a fázová charakteristika pro přenos ve filtru na 640 Hz

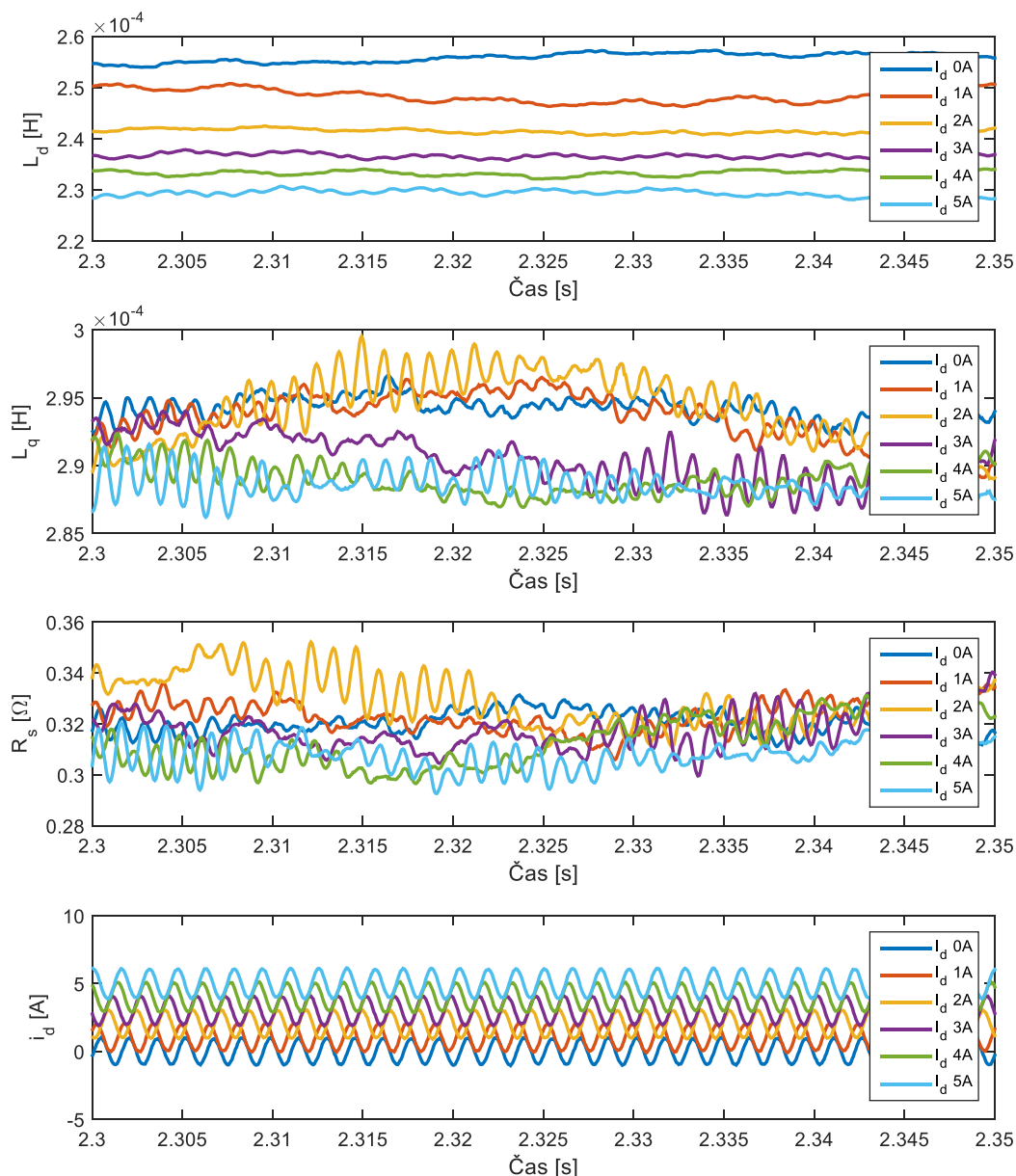
Takto spojená identifikace byla opět podrobena různým testům v závislosti na rychlosti, proudech  $I_q$  a  $I_d$  a na velikosti amplitudy identifikačního signálu.



Obrázek 72 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ , při rychlosti  $50 \text{ rad/s}$ ,  $I_d = 0 - 5 \text{ A}$

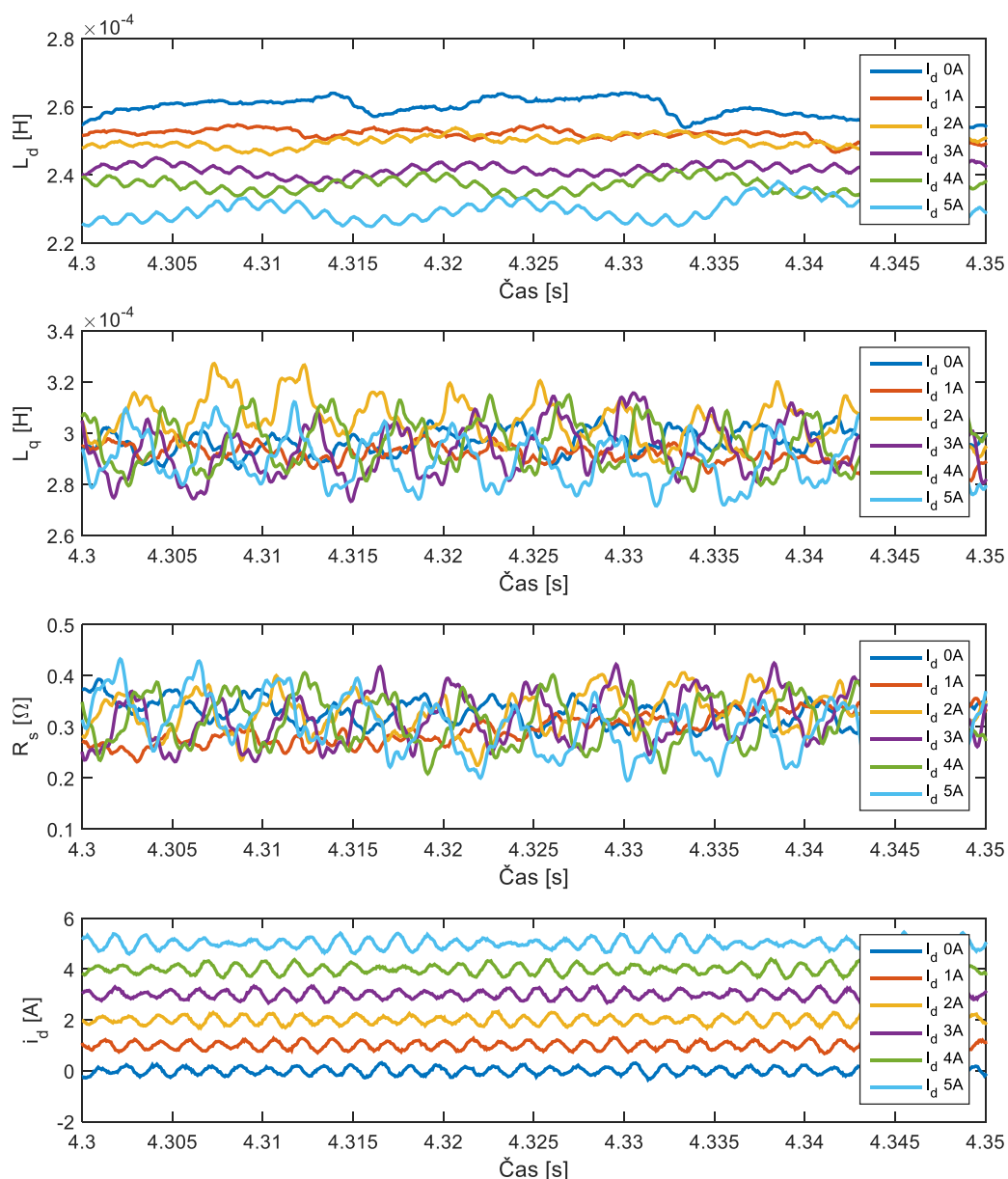
Prvním testem při běhu obou součástí identifikace zároveň bylo testování závislosti podélné indukčnosti  $L_d$  na proudu  $I_d$  a stabilita ostatních proměnných v reakci na tento proud. Jako identifikační průběh byl použit harmonický signál o frekvenci  $640 \text{ Hz}$  pro část D a  $800 \text{ Hz}$  pro část Q a amplituda obou signálů byla  $A = 0.2 \text{ V}$ . Při identifikaci byly na motoru nastaveny otáčky  $50 \text{ rad/s}$  (obrázek 72).

Z průběhů je opět vidět závislost indukčnosti na proudu. Opět se mění zhruba od  $L_d = 0.22 - 0.26 \text{ mH}$ . Identifikovaná indukčnost při proudu  $I_d = 0 \text{ A}$  je nedůvěryhodná. V případě podélné indukčnosti se hodnoty pohybují kolem předpokládané hodnoty  $L_d = 0.29 \text{ mH}$ , ale odpor statoru  $R_s$  je identifikován s poměrně velkou chybou.



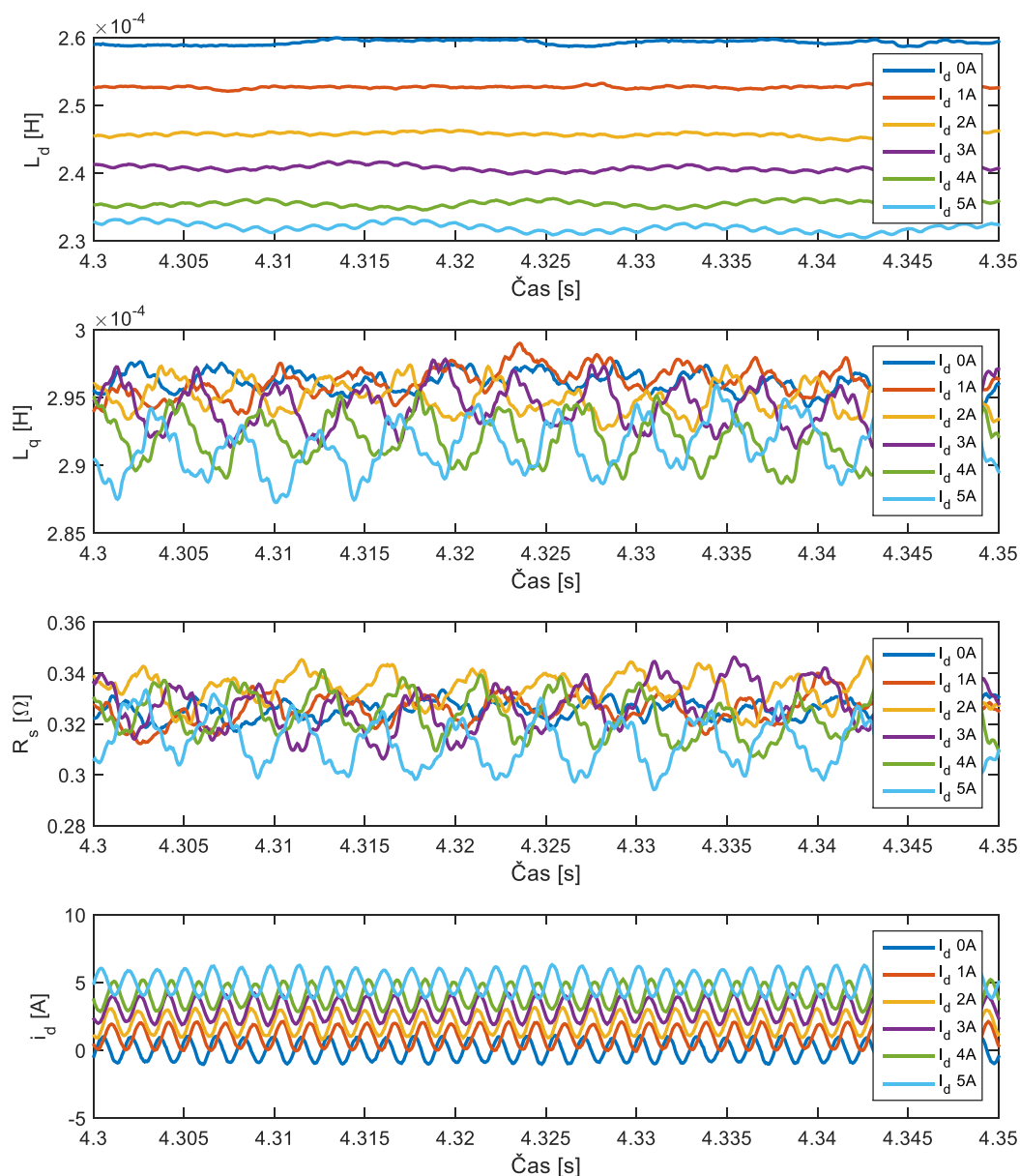
Obrázek 73 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 1$  V, při rychlosti 50 rad/s,  $I_d = 0 - 5$  A

Další test proběhl při otáčkách motoru 50 rad/s. Identifikační signál byl 640 Hz pro část D a 800 Hz pro část Q a vstupní amplituda byla  $A = 1$  V (obrázek 73). Opět byla testována závislost identifikovaných parametrů na proudu  $I_d$ . Jak je patrné, větší amplituda způsobí výrazné zlepšení identifikace všech parametrů. Podélná indukčnost se pohybuje opět v mezích  $L_d = 0.23 - 0.26$  mH a průběhy jsou mnohem hladší. I hodnota pro  $I_d = 0$  A dostává věrohodný průběh, který je zapříčiněn menším vlivem dead-time při spínání. Ostatní parametry pak dosahují předpokládaných správných hodnot  $L_q \cong 0.29$  mH a odpor statoru  $R_s \cong 0.32$   $\Omega$ .



Obrázek 74 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ , při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$ ,  $I_d = 0 - 5 \text{ A}$

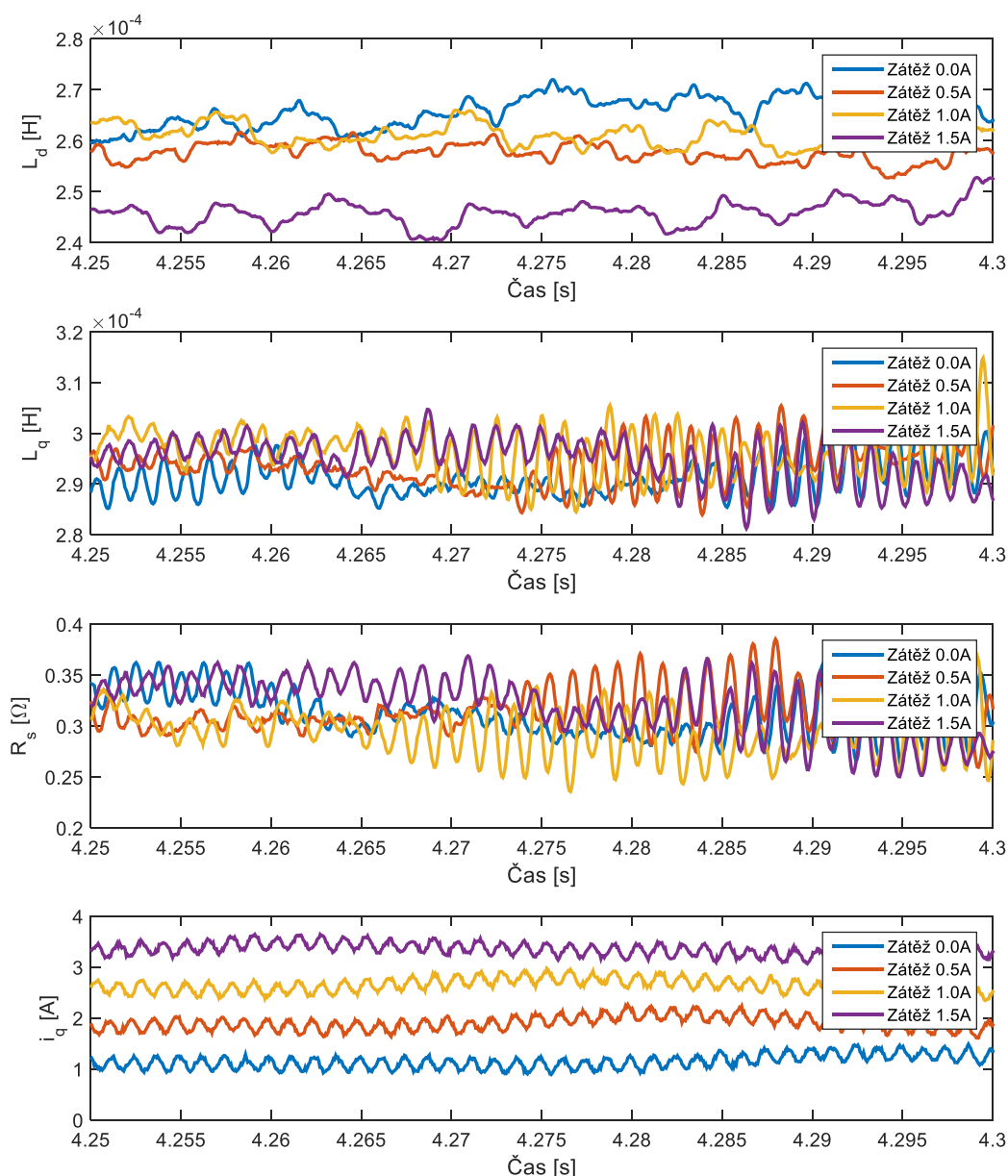
Na obrázku 74 je vidět identifikace parametrů D a Q části. Identifikační signál má pro D část frekvenci  $640 \text{ Hz}$  a pro Q část  $800 \text{ Hz}$  s amplitudami  $A = 0.2 \text{ V}$ . Při testování metody měl motor otáčky  $200 \text{ rad/s}$ . Jako v předchozím případě při testování s amplitudou  $0.2 \text{ V}$  se vyskytuje zvlnění na podélné indukčnosti  $L_d$  při nulovém proudu  $I_d$ . Při těchto podmínkách by se měly projevit případné problémy s křížovou vazbou vzhledem k vysokým otáčkám, ale z podobností s průběhem předchozího měření při amplitudě  $0.2 \text{ V}$  lze říci, že nepřesná identifikace je způsobena především malou vstupní amplitudou.



Obrázek 75 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 1$  V, při rychlosti 200 rad/s,  $I_d = 0 - 5$  A

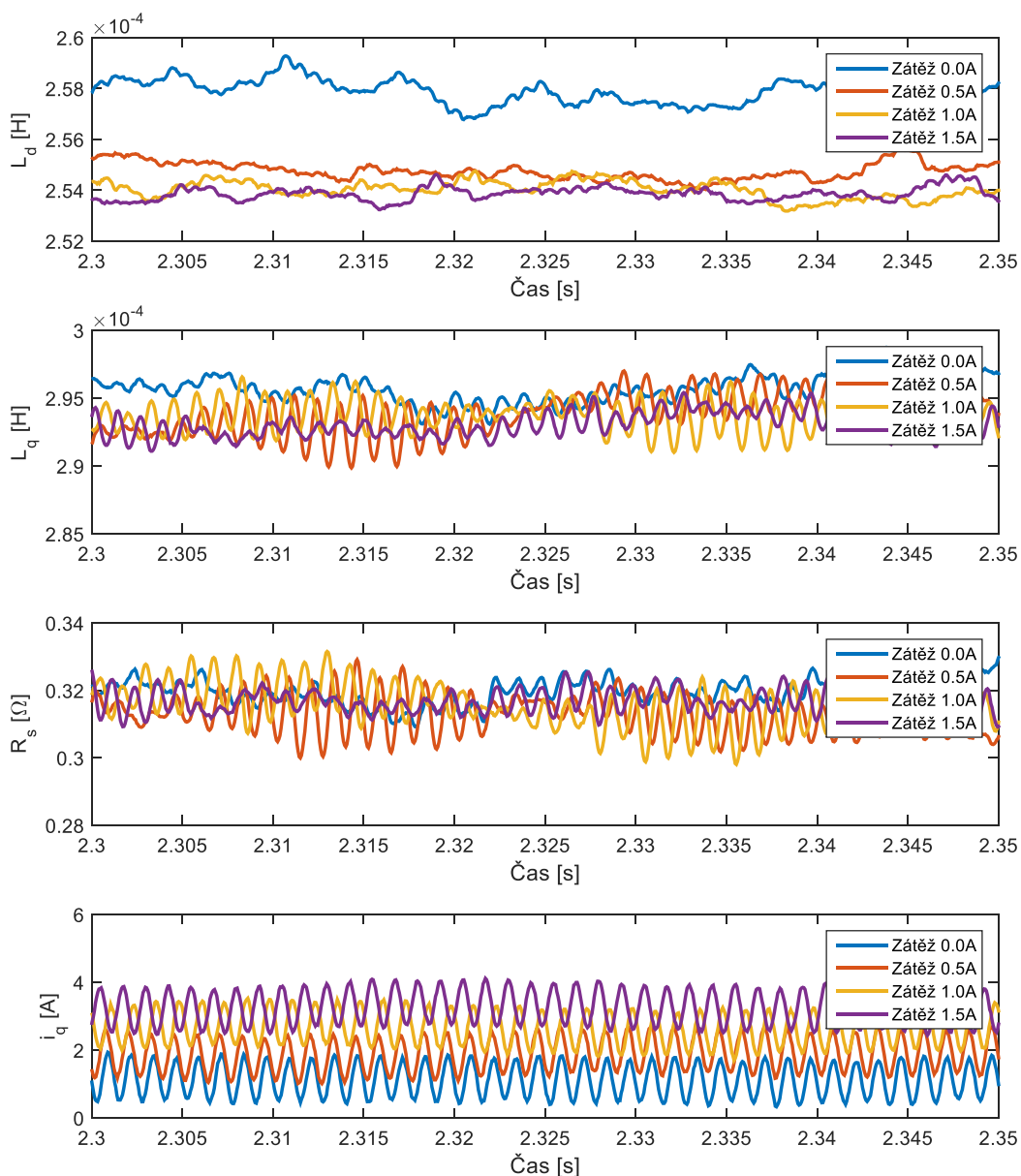
Výsledky posledního testu, kdy je měřena závislost na proudu  $I_d$ , jsou zobrazeny na předchozím grafu (obrázek 75). Identifikační signál je opět 640 Hz pro D část a 800 Hz pro Q část s amplitudou  $A = 1$  V. Jak je z předchozích grafů patrné, otáčky ani proud  $I_d$ , které obsahují identifikační signál z křížové vazby z části D, neovlivňují příliš identifikaci parametrů v Q části.





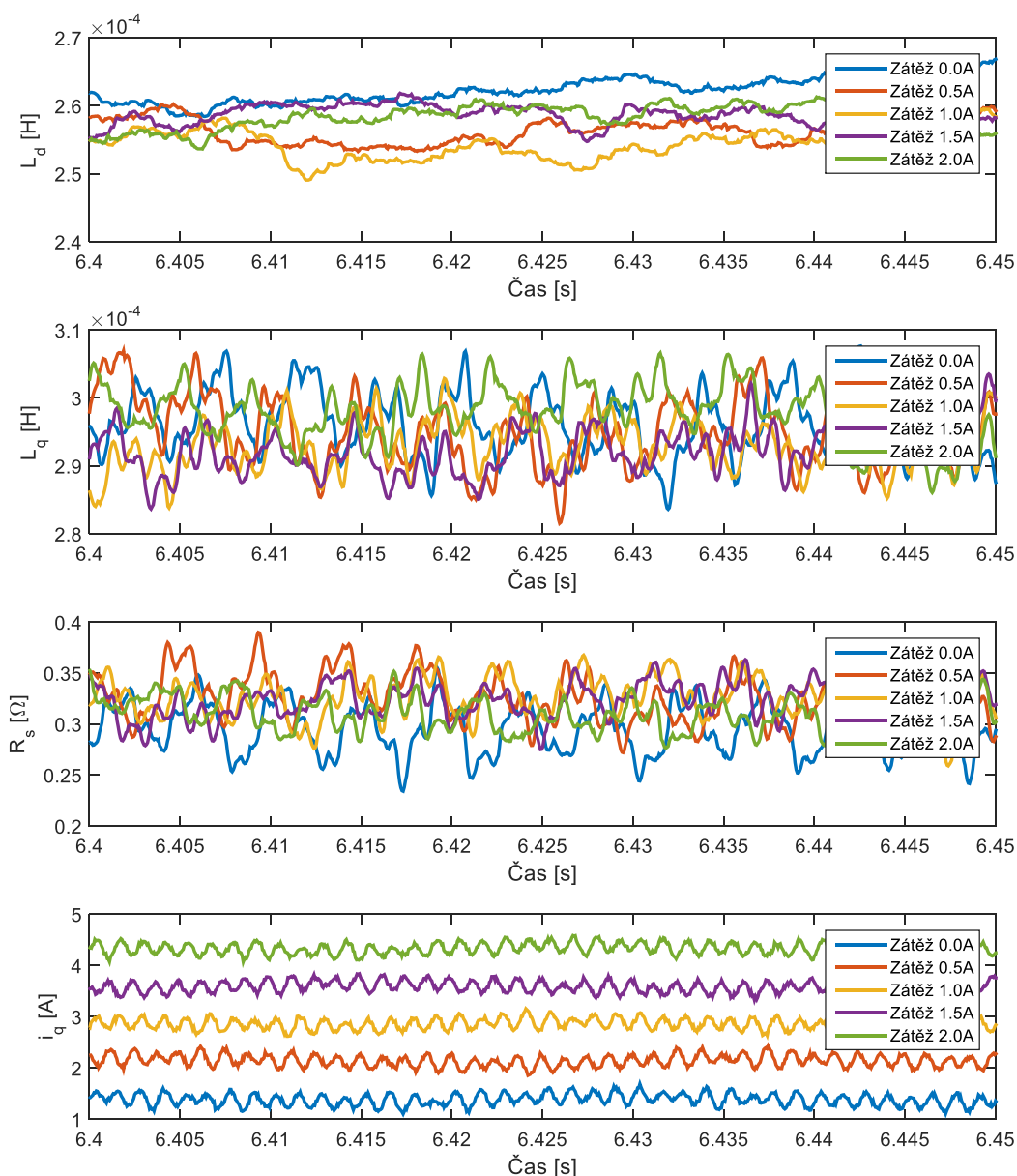
Obrázek 76 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 0.2$  V, při rychlosti 50 rad/s, zátěž: 0 – 1.5 A

Dalším testem, který byl na motoru proveden, byla závislost přesnosti identifikace parametrů na zatížení motoru, tedy na velikosti proudu  $I_q$ . Zátěž byla postupně měněna tak, že do zatěžovacího motoru byl pouštěn proud 0 A až 1.5 A a po kroku 0.5 A. To postupně vygenerovalo proudy o velikosti přibližně 1 A, 1.9 A, 2.7 A, 3.3 A. Motor se při testu točil rychlostí 50 rad/s a identifikační signály měly amplitudu  $A = 0.2$  V a frekvenci 640 Hz a 800 Hz. Při identifikaci se hlavně projevuje malá velikost amplitudy identifikačních signálů, a tím způsobená nepřesnost odhadu parametrů.



Obrázek 77 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 1$  V, při rychlosti 50 rad/s, zátěž: 0 – 1.5 A

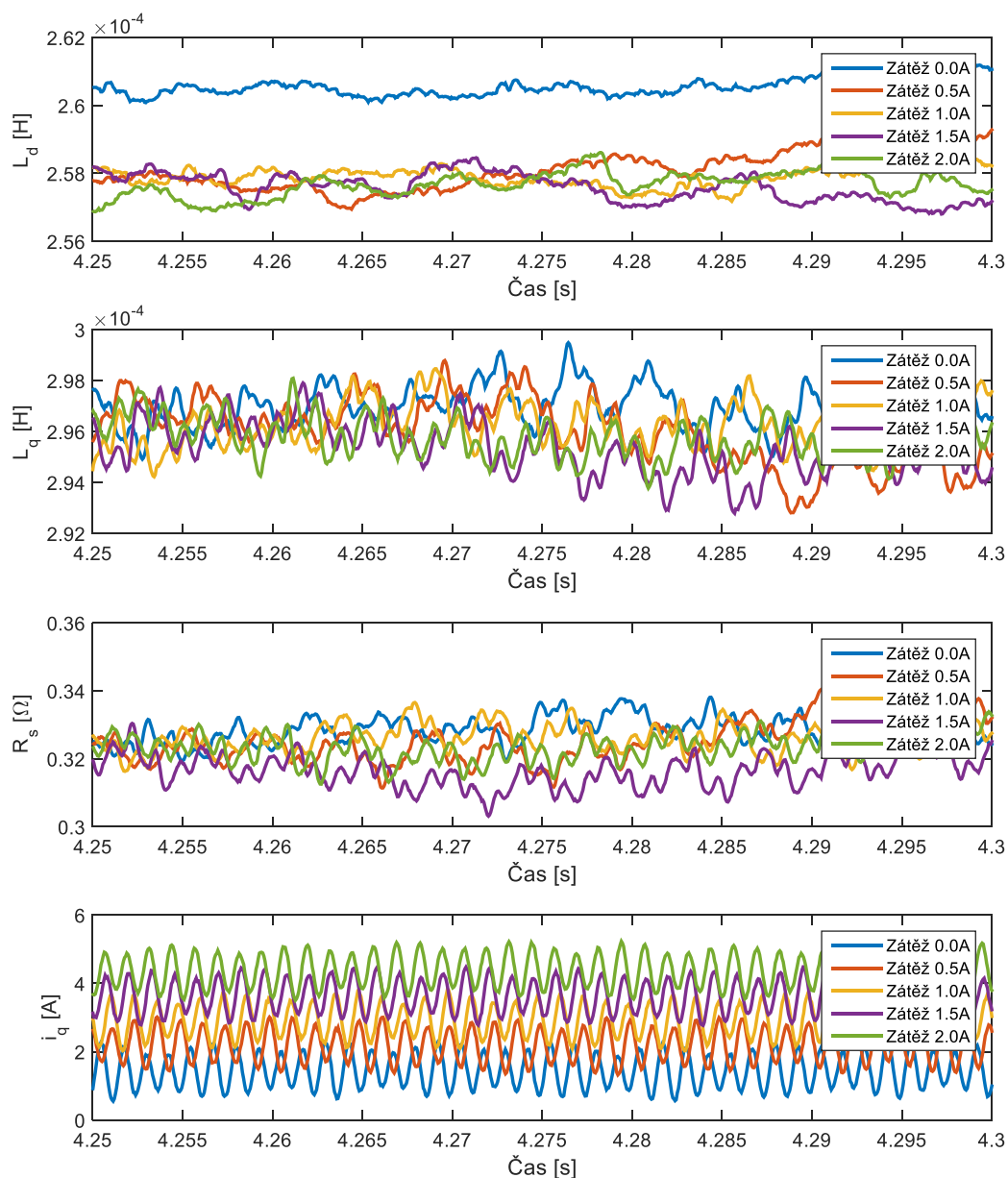
Další test byl opět při rychlosti 50 rad/s a zátěž byla opět postupně měněna v závislosti na pouštěném proudu do zatěžovacího motoru od 0 A až 1.5 A a po kroku 0.5 A. Identifikační signál je opět 640 Hz pro D část a 800 Hz pro Q část s amplitudou  $A = 1$  V (obrázek 77). Při těchto parametrech vykazuje identifikace dobré výsledky, kde odpor statoru vyšel  $R_s \cong 0.32 \Omega$ , podélná indukčnost  $L_d \cong 0.25$  mHa příčná indukčnost  $L_q \cong 0.29$  mH.



Obrázek 78 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 0.2 \text{ V}$ , při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$ , zátěž:  $0 - 2 \text{ A}$

U posledních testů byla rychlost nastavena na  $200 \text{ rad/s}$ . Identifikační signály byly opět  $640 \text{ Hz}$  pro D část a  $800 \text{ Hz}$  pro Q část a amplitudou  $A = 0.2 \text{ V}$  (obrázek 78) a  $A = 1 \text{ V}$  (obrázek 79). Zatěžovací motor byl v těchto případech napájen proudem  $0 - 2 \text{ A}$  po kroku  $0.5 \text{ A}$ . To postupně vygenerovalo proudy o velikosti přibližně  $1.5 \text{ A}$ ,  $2.1 \text{ A}$ ,  $2.9 \text{ A}$ ,  $3.5 \text{ A}$  a  $4.3 \text{ A}$ . U identifikace s amplitudou identifikačního signálu  $A = 0.2 \text{ A}$  se opět projevila její nedostatečná velikost, proto jsou výstupní hodnoty identifikace značně zvlňené a u odporu statoru je rozkmit až  $50 \%$  vůči předpokládané skutečné hodnotě. U příčné indukčnosti  $L_q$  se rozkmit pohybuje okolo  $6 \%$  a u podélné indukčnosti není rozkmit téměř žádný. Naopak při identifikaci s amplitudou identifikačního signálu  $A = 1 \text{ V}$  dosahují identifikované proměnné

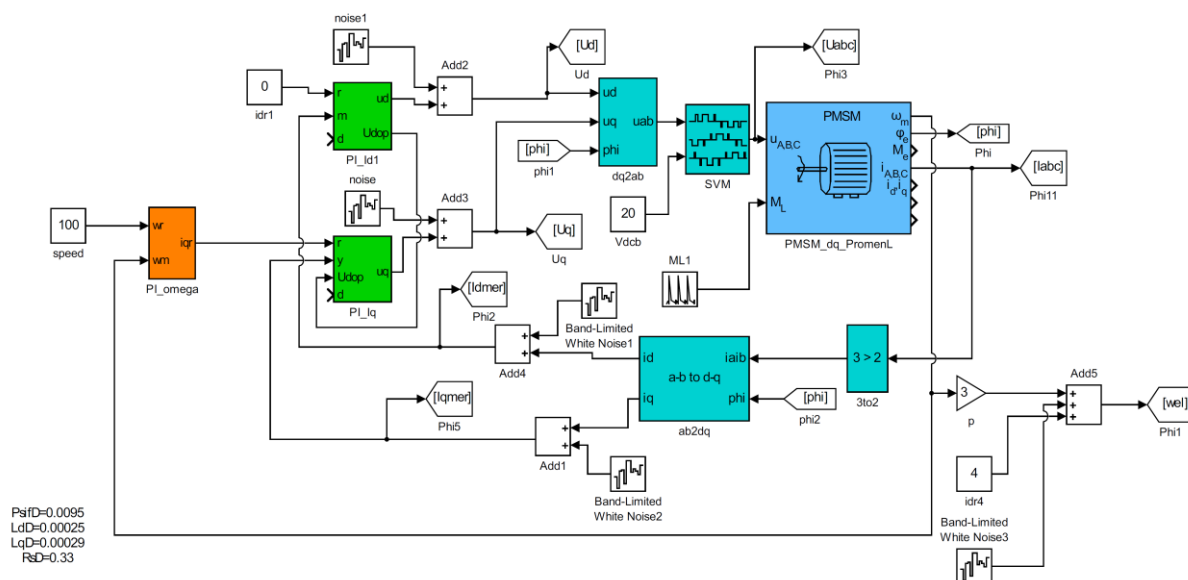
vysoké přesnosti, kde odpor statoru vychází  $R_s \cong 0.32 \Omega$ , příčná indukčnost  $L_q \cong 0.29 \text{ mH}$  a podélná  $L_d = 0.26 \text{ mH}$ . Ani zde se nijak neprojevila křížová vazba otáček a proudu  $I_q$ .



Obrázek 79 Online identifikace v D a Q složce při  $A = 1 \text{ V}$ , při rychlosti  $200 \text{ rad/s}$ , zátěž:  $0 - 2 \text{ A}$

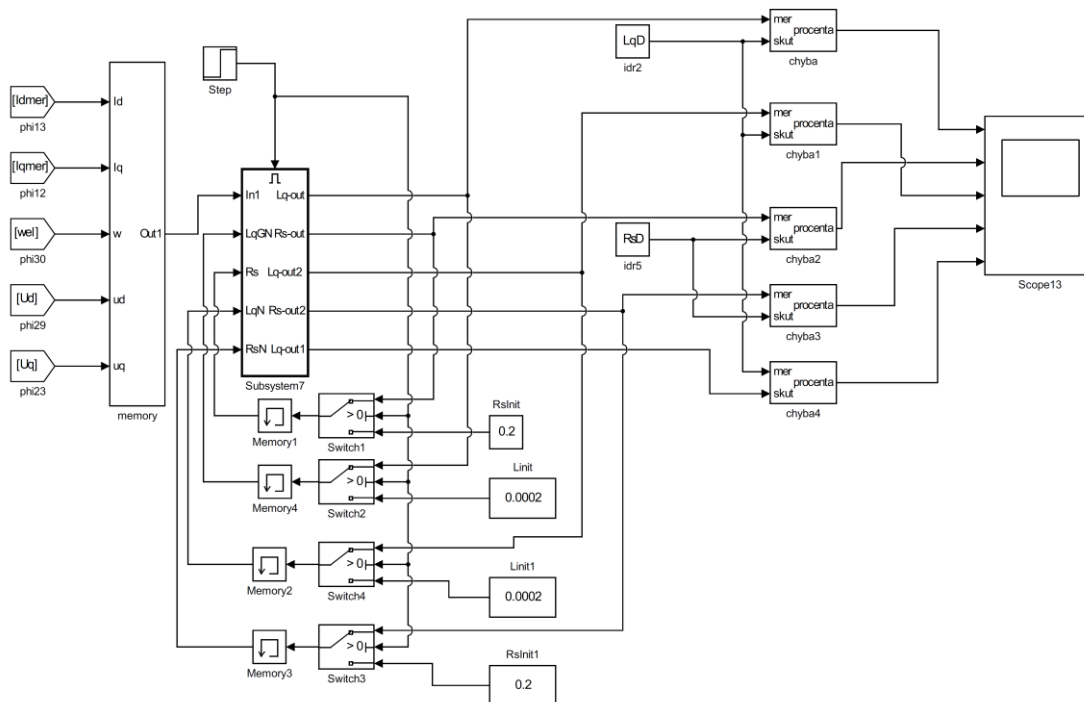
## 8.7 Simulace identifikace pomocí rozdělení- Newtonova metoda

Jak je popsáno v kapitole 6.4, další metoda na online identifikaci příčné indukčnosti a odporu statoru je založena na Newtonově metodě. Tato metoda byla opět simulována v prostředí Matlab Simulink na motoru s parametry (Tabulka 2). Schéma samotného řízení a identifikace je zobrazeno na následujících obrázcích (obrázek 80, obrázek 81). Stejně jak u předchozí metody, i zde jsou k řízení použity tři PI regulátory. K testování robustnosti je pak do měřených proudů, a v tomto případě i do napětí, přidáván šum. Podstatné je, že se při této metodě nepoužívá odváznění, které by snižovalo velikost signálů potřebných pro identifikaci parametrů. A právě křížovou vazbu metoda využívá k zjištění správných hodnot.



Obrázek 80 Online identifikace pomocí Newtonovy metody - řídicí struktura

Metoda je neinvazivní a nepotřebuje tedy žádnou injekci signálu, nebo signál různě měnit. Identifikace se skládá z několika bloků. Je vždy nutné dát metodě nějaká inicializační data, od kterých se začne odvíjet identifikace. Hlavními daty, ze kterých jsou hodnoty identifikovány, jsou napětí, proud a otáčky. U těchto dat je třeba si pamatovat i předchozí hodnoty a k tomu slouží blok *memory*. Samotná identifikace pak probíhá v bloku *Subsystem7*.

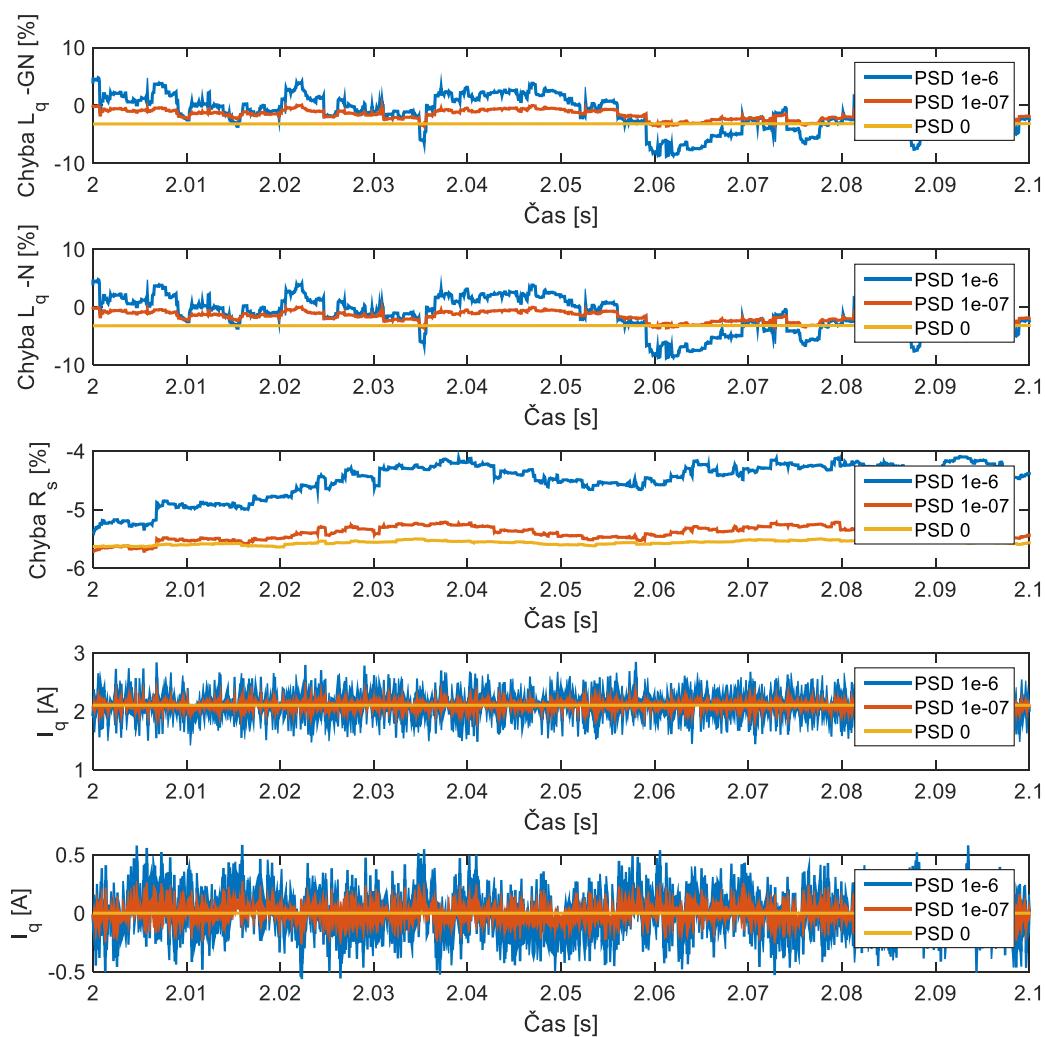


Obrázek 81 Online identifikace pomocí Newtonovy metody - identifikační struktura

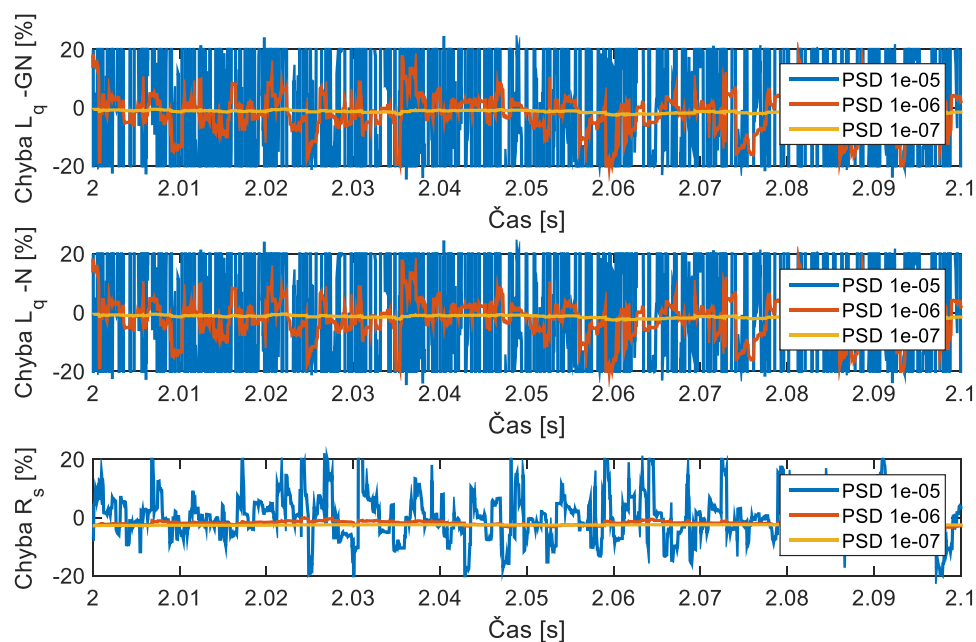
V simulacích byla metoda podrobená několika testům. První z nich byl test na odolnost metody vůči šumu (obrázek 82). Jak je patrné z obrázku, test byl proveden při třech úrovních, a to bez šumu při jeho spektrální hustotě PSD  $1e-6$ , což je  $10^{-6}$ , a spektrální hustotě PSD  $1e-7$ . Další zvyšování šumu nemělo smysl, jak je patrné z průběhu proudů.

Celkem byly identifikovány dva parametry, a to příčná indukčnost a odpor statoru. Na identifikaci indukčnosti byly použity dvě metody, klasická Newtonova metoda ( $L_q - N$ ) a metoda podobná Gauss-Newtonově metodě ( $L_q - GN$ ) (viz kapitola 6.4). Jak je patrné z grafu, metody v simulacích dosahují poměrně dobrých výsledků, ale je třeba zdůraznit nutnost korekce zesílení  $m$  v závislosti na velikosti šumu. Zároveň musí být při identifikaci konstantní proudy, musí tedy probíhat při konstantních otáčkách a zatížení.

Identifikace bez korekce zesílení  $m$  je vidět na obrázku 83. Zde je zesílení nastaveno na PSD  $1e-7$  a při postupném zvyšování šumu se stává metoda nepoužitelnou. Velikost zesílení  $m$  sice odstraňuje vliv šumu, ale metoda pak pomaleji konverguje při změně hodnoty proudu. Obrázek 84 ukazuje identifikaci při různých zatíženích, tedy při různých úrovních proudu  $I_q$ .

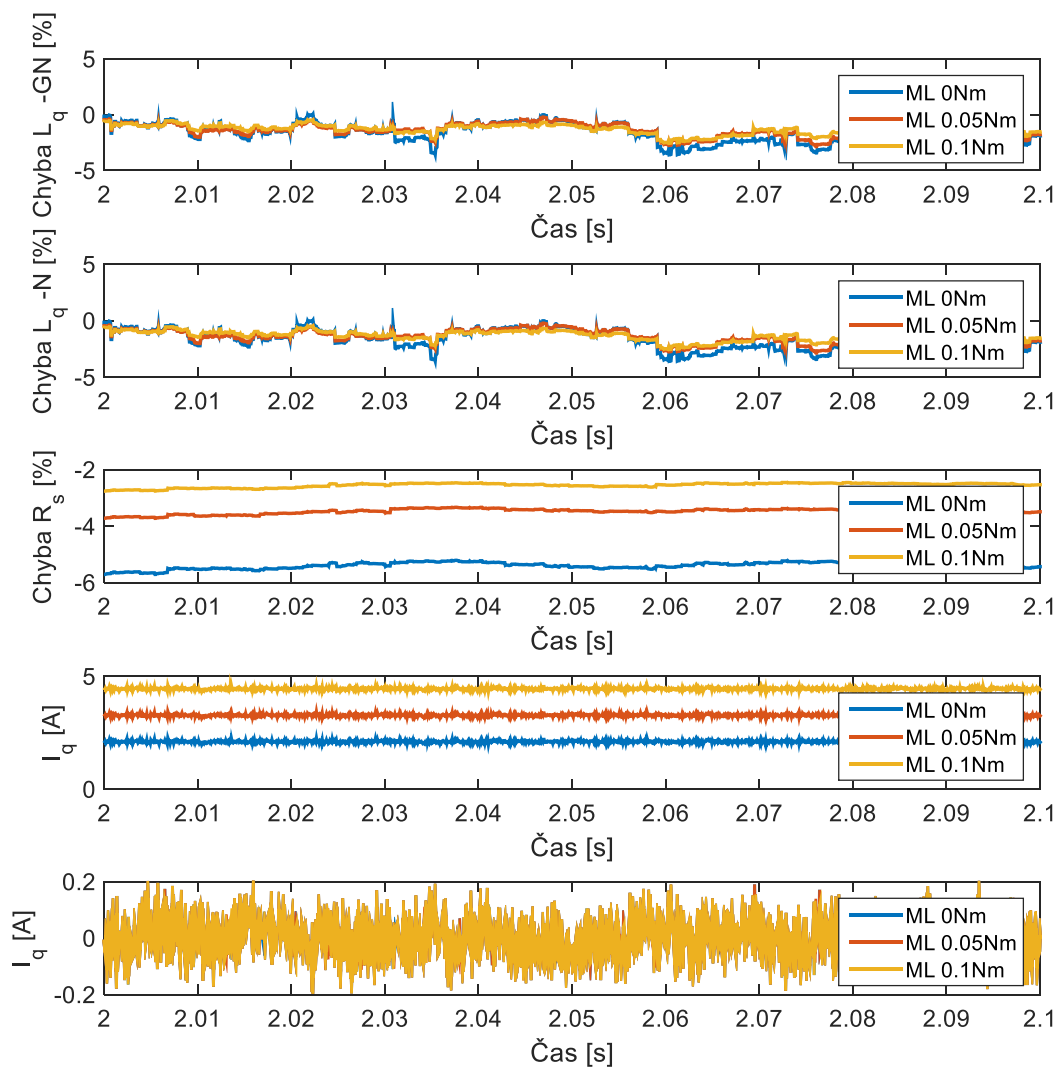


Obrázek 82 Online identifikace pomocí Newtonovy metody při různých úrovních šumu s nastaveným zesílením  $m$  podle šumu



Obrázek 83 Online identifikace pomocí Newtonovy metody při různých úrovních šumu se stejným zesílením  $m$





Obrázek 84 Online identifikace pomocí Newtonovy metody při různém zatížení s úrovní šumu PSD  $1e-7$

Jak by se mohlo zdát, jednou z hlavních nevýhod této identifikace je závislost identifikace na ostatních identifikovaných parametrech. Tyto parametry ovšem nejsou při identifikaci klíčové a nemají příliš velký vliv v závislosti na řízení motoru. Konkrétně se jedná o přítomnost příčné indukčnosti  $L_q$  při identifikaci odporu statoru  $R_s$ .

$$f_{3n}(\theta^{(k)}) = (u_q(k) - L_q i_d(k) \omega(k) - \Psi_f \omega(k) - R_s i_q(k))^2$$

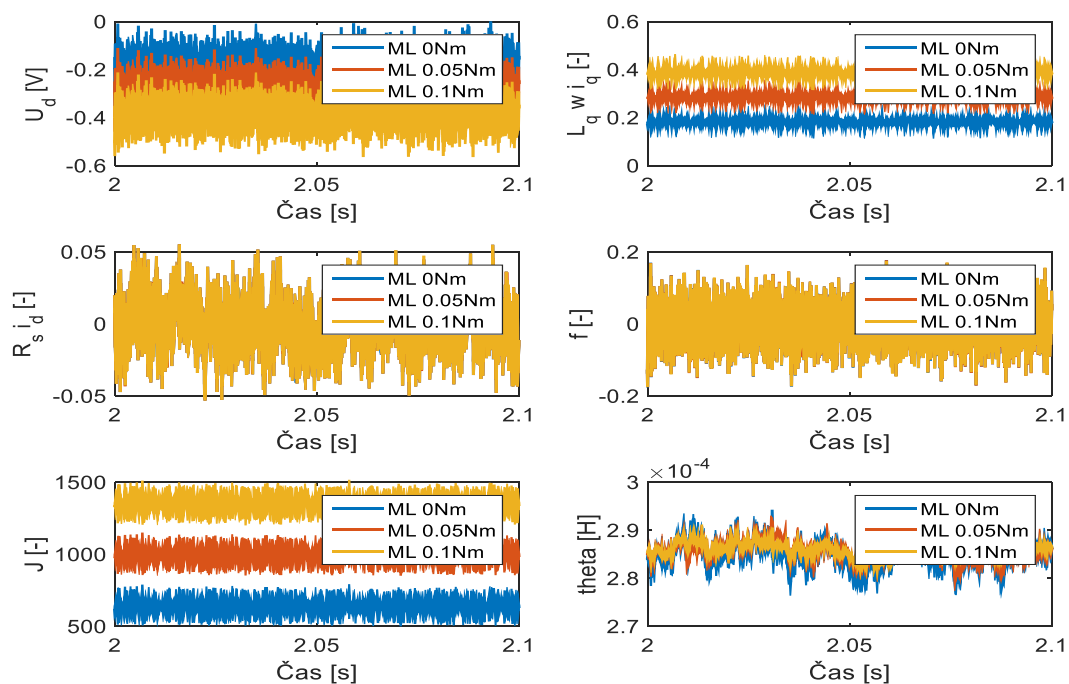
Naopak při identifikaci příčné indukčnosti se ve ztrátové funkci vyskytuje odpor statoru  $R_s$ .

Vyskytuje se jak při identifikaci pomocí Gauss Newtonovy metody, tak při identifikaci klasickou Newtonovou metodou.

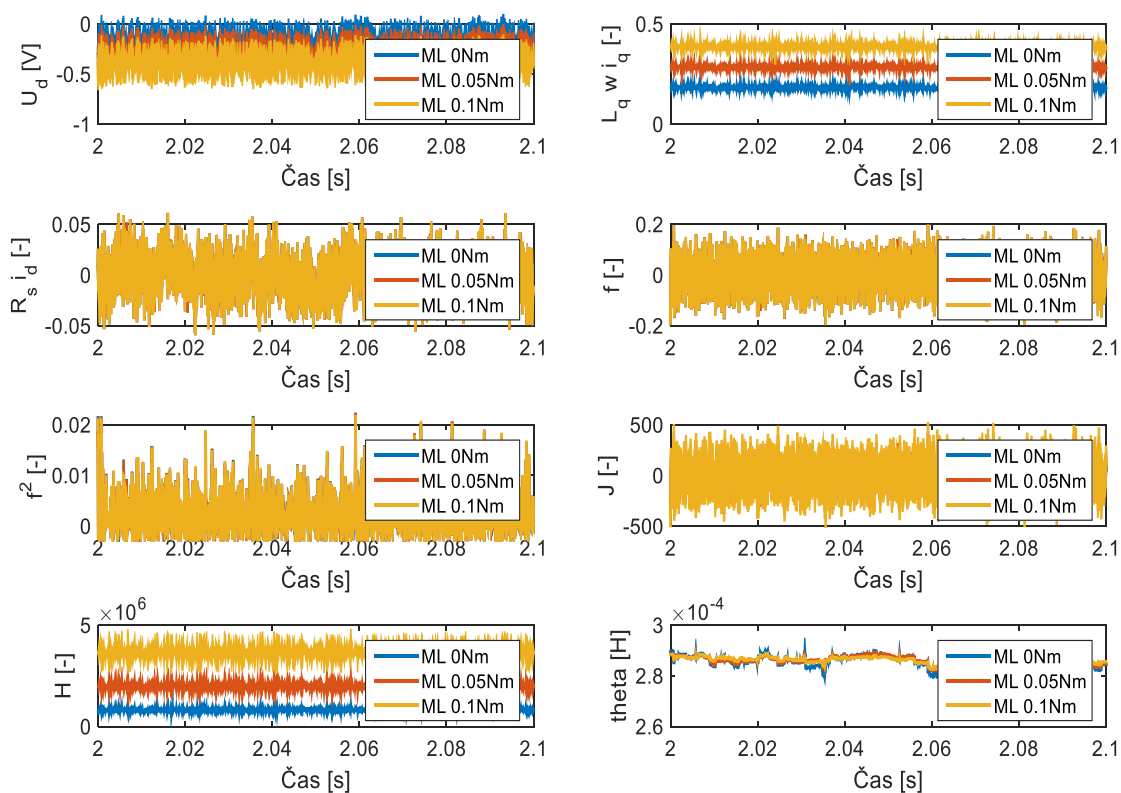
$$f_{2n}(\theta^{(k)}) = L_q(k) \omega(k) i_q(k) + u_d(k) - R_s i_d(k)$$



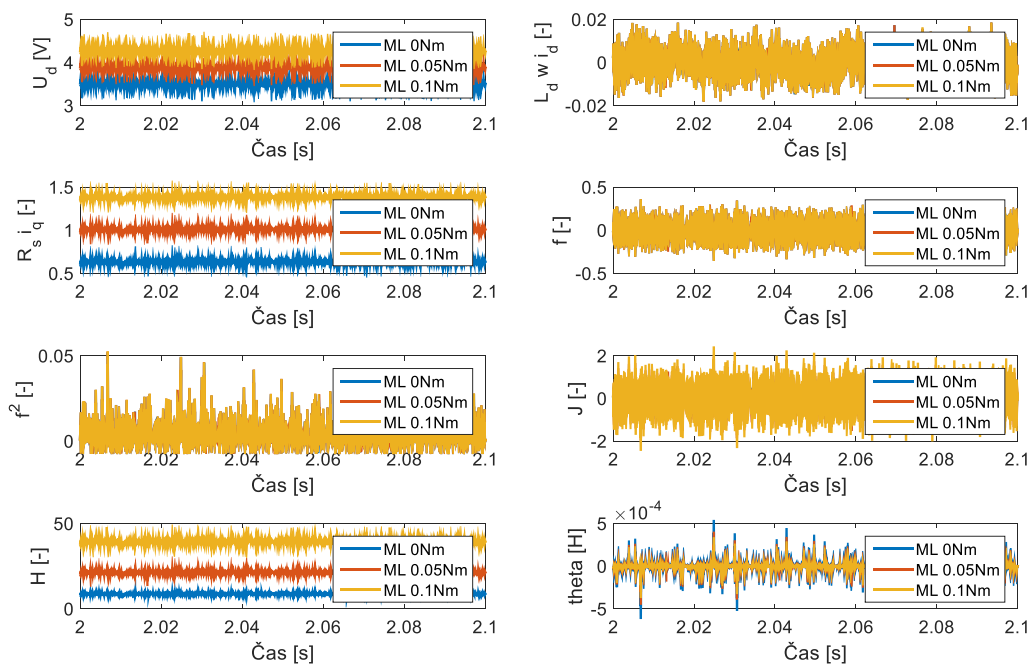
Velikosti jednotlivých výpočtů během identifikace jsou na následujících grafech (obrázek 85, obrázek 86, obrázek 87)



Obrázek 85 Hodnoty identifikace Newtonovy metody pro  $L_q$  při různém zatížení s úrovní šumu PSD  $1e-7$



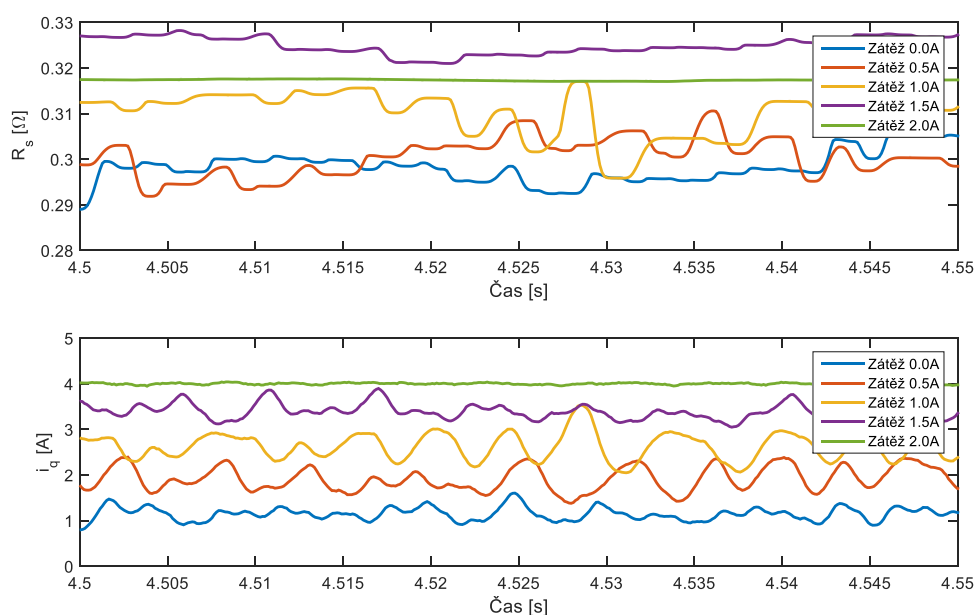
Obrázek 86 Hodnoty identifikace Gauss-Newtonovy metody pro  $L_q$  při různém zatížení s úrovní šumu PSD  $1e-7$



Obrázek 87 Hodnoty identifikace Gauss Newtonovy metody pro  $R_s$  při různém zatížení s úrovní šumu PSD  $1e-7$

## 8.8 Testování upravené Newtonovy metody na reálném motoru

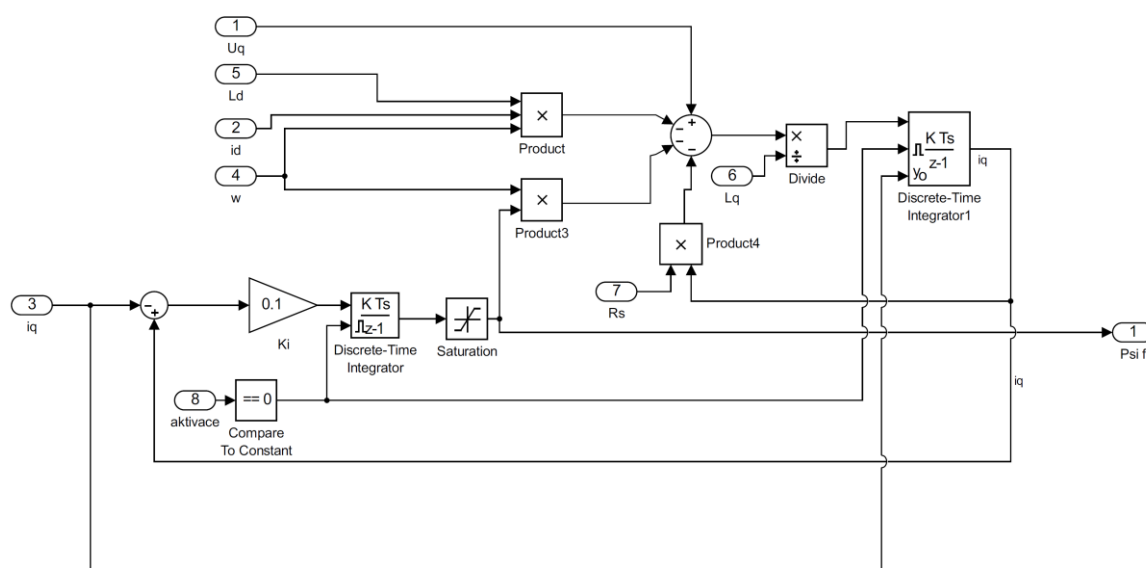
Z této metody vykazovala dobré výsledky jen jedna část identifikace. Jedná se o identifikaci odporu statoru  $R_s$  pomocí upravené Newtonovy metody, která vychází z rovnice (6.54). Jak se ukázalo, metoda je citlivá na průchozí proud  $i_q$  (obrázek 88), který prochází přímo odporem. Čím víc je motor zatížen, tím dává metoda přesnější výsledky. Taktéž využívá způsobu řízení, kdy je proud  $i_d$  řízen do nuly a indukčnost obsažená ve výpočtové rovnici nemá takový vliv.



Obrázek 88 Hodnoty identifikace Gauss-Newtonovy metody pro  $R_s$  při různém zatížení

## 8.9 Simulace identifikace pomocí MRAS

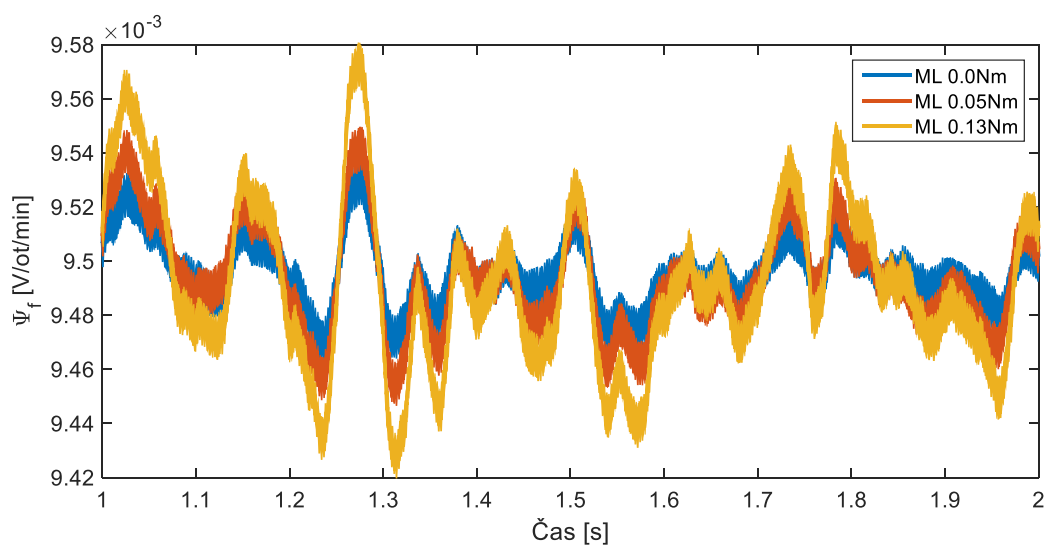
Na následujícím obrázku je vidět vnitřní struktura identifikačního bloku pro  $\Psi_f$  (obrázek 89). Je důležité správné nastavení počátečních podmínek integrátoru, především v části simulující dynamiku systému. K tomu slouží vstup aktivace, který drží integrátory v resetovacím stavu. Po aktivaci je v integrátoru v adaptačním mechanismu nastavena hodnota blízká předpokládanému výsledku. Není to sice vyžadováno, ale značně to urychlí rychlost identifikace.



Obrázek 89 Identifikační struktura pro  $\Psi_f$  pomocí MRAS

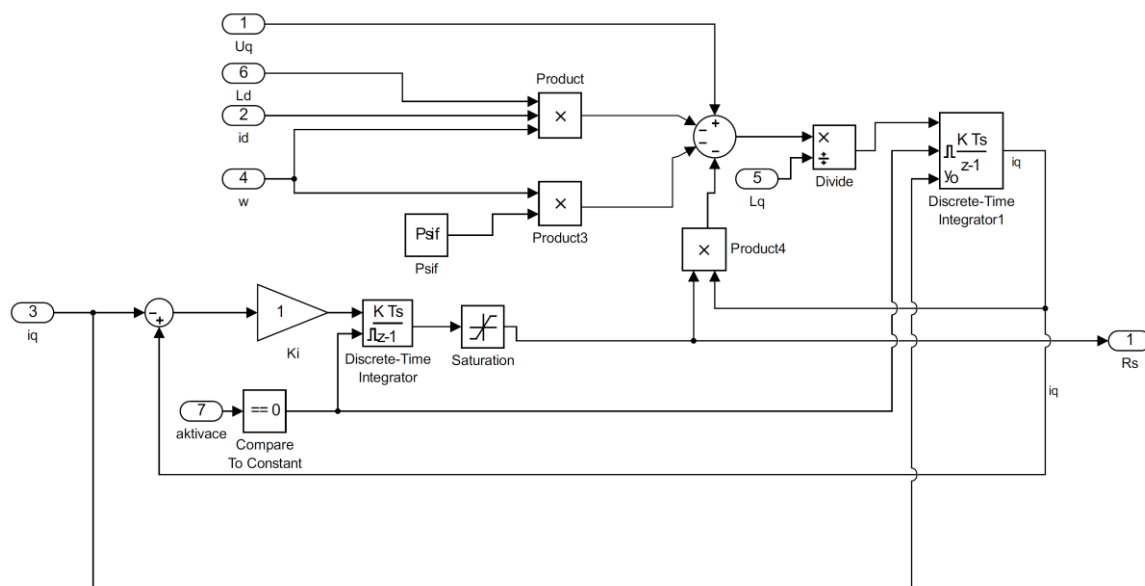
Ta je sice hlavně ovlivněna velikostí zesílení, ale při příliš velkém zesílení můžeme dosáhnout velkých kmitů kolem výsledné hodnoty a ztrácíme tak na přesnosti. Dalším důležitým nastavením je správná inicializační hodnota integrátoru v dynamické části při startu identifikace. Ta musí odpovídat aktuálnímu proudu  $i_q$ . Pro větší přesnost identifikace jsou další potřebné parametry brány z online frekvenční analýzy.

Po otestování metody v simulacích bylo dosaženo dobrých výsledků, jak je patrné z obrázku 90, kde byla identifikována hodnota  $\Psi_f = 0.0095 \text{ Wb}$



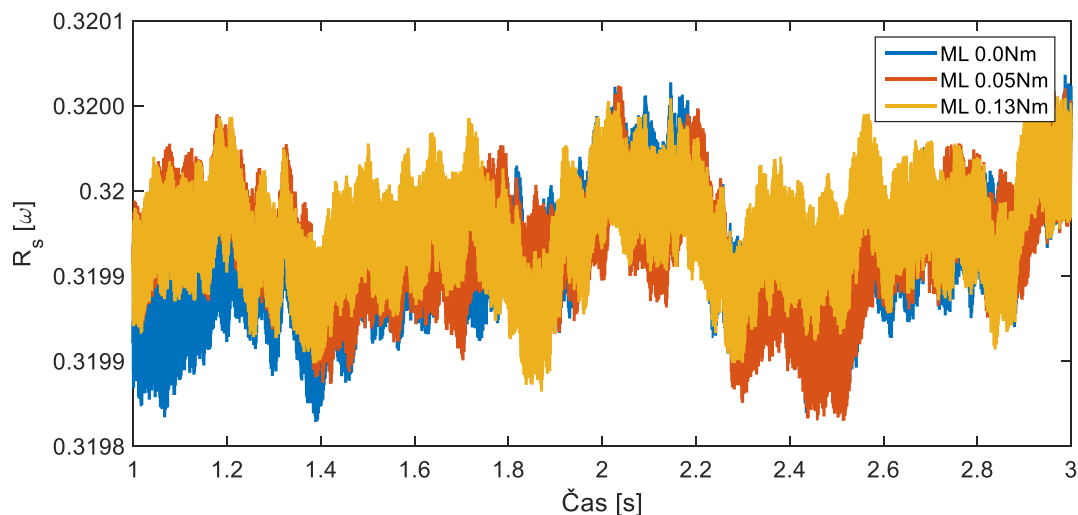
Obrázek 90 Identifikace  $\Psi_f$  pomocí MRAS

Další parametr, který byl touto metodou identifikován, je odpor statoru. Struktura identifikace je velmi podobná předchozímu případu (obrázek 91), je ovšem potřeba dopředu znát  $\Psi_f$ , a platí zde i stejná pravidla. Na rozdíl od  $\Psi_f$ , odpor statoru není identifikován z křížové vazby motoru, ale z dynamické části.



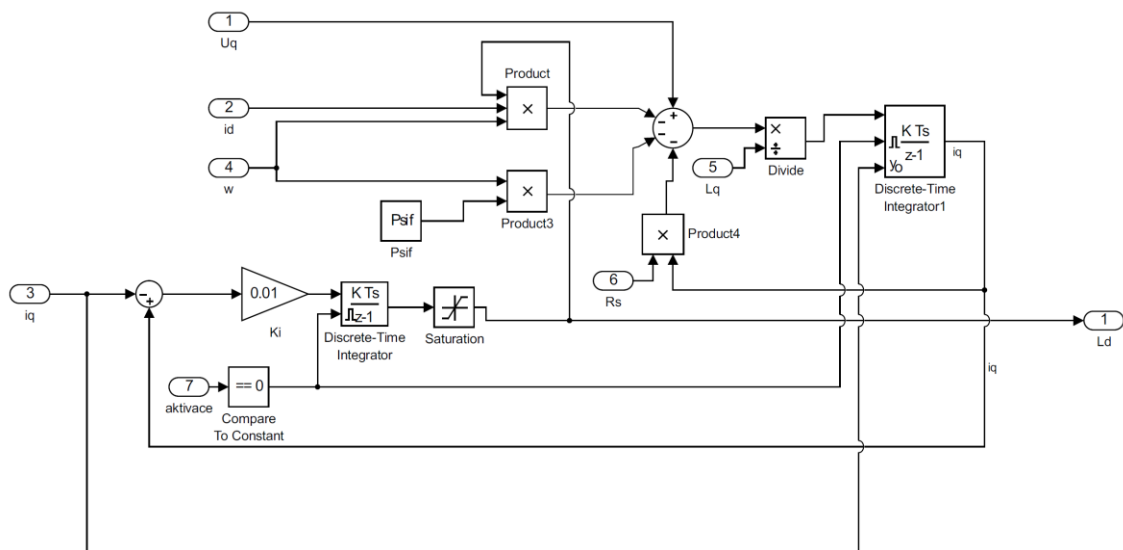
Obrázek 91 Identifikační struktura pro  $R_s$  pomocí MRAS

I zde identifikace dává dobré výsledky (obrázek 92).



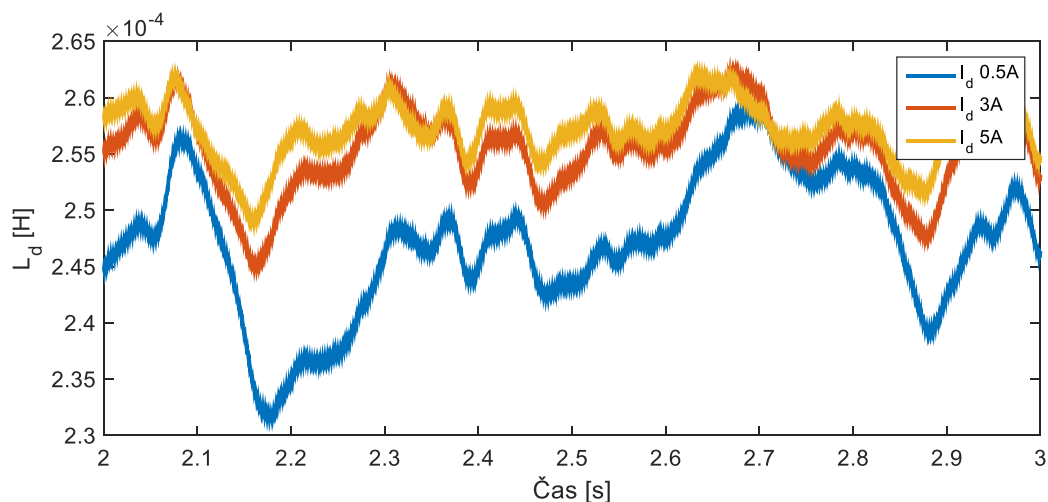
Obrázek 92 Identifikace odporu statoru  $R_s$  pomocí MRAS

Posledním parametrem, který lze pomocí tohoto modelu identifikovat, je podélná indukčnost. Je opět identifikována z křížové vazby (obrázek 93), ale to, co u minulých identifikací bylo výhodou, se zde stává nevýhodou. Jedná se o řízení proudu  $i_d$  do nuly. Při těchto podmínkách je nemožné tento parametr identifikovat. Pro správnou identifikaci musí indukčností procházet alespoň nějaký proud.



Obrázek 93 Identifikační struktura pro indukčnost  $L_d$  pomocí MRAS

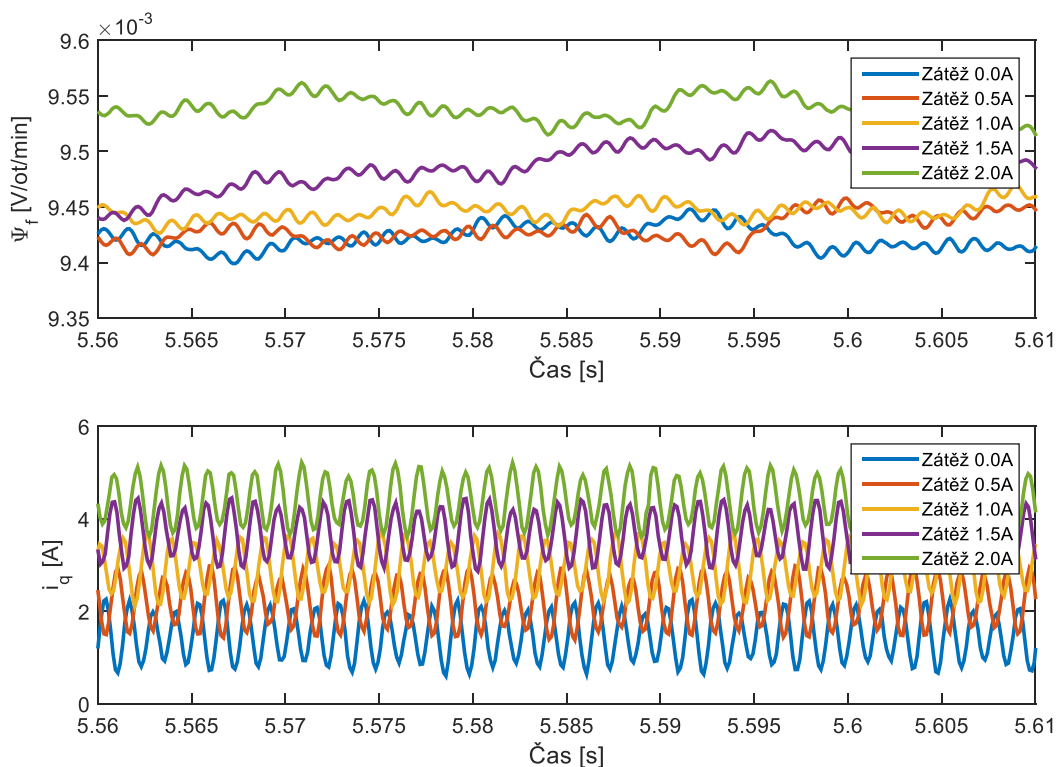
Z průběhu identifikace (obrázek 94) je patrné značné omezení v podobě malých proudů  $i_d$ .



Obrázek 94 Identifikace indukčnosti  $L_d$  pomocí MRAS

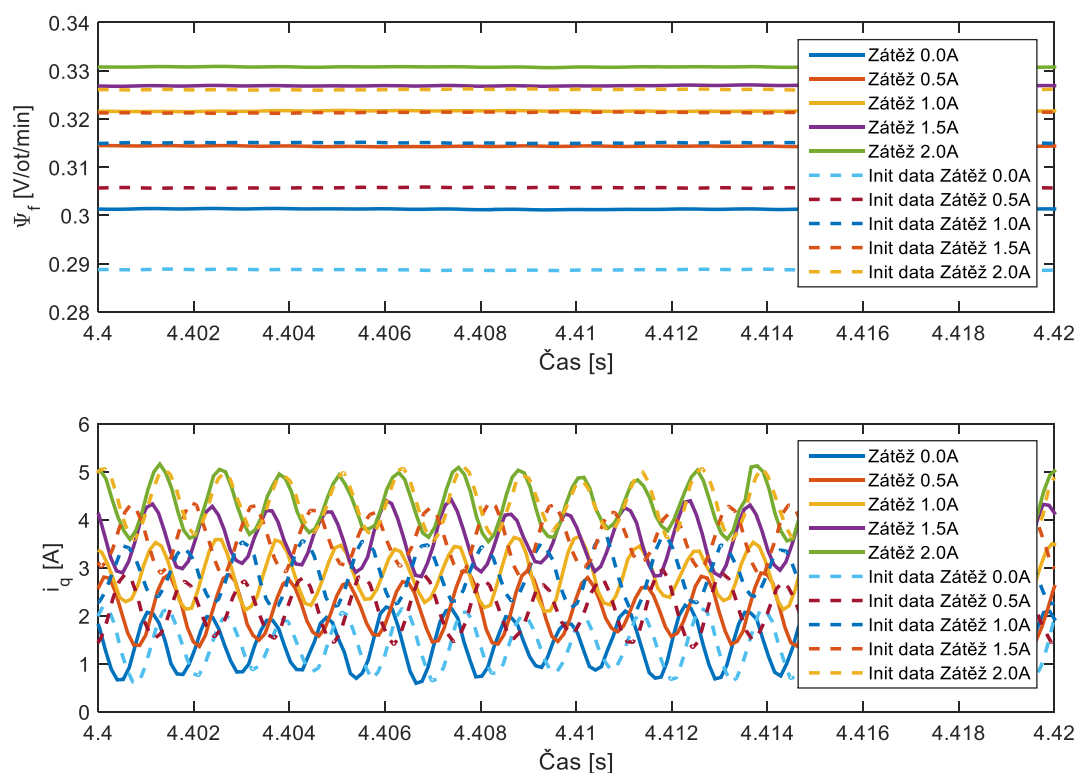
## 8.10 Testování identifikace MRAS na reálném motoru

Všechny metody MRAS ověřené na simulacích byly dále aplikovány na reálný motor. První z identifikovaných parametrů byl magnetický tok  $\Psi_f$ . Při identifikaci měl motor otáčky  $200 \text{ rad/s}$  a pro získání ostatních parametrů byla použita online frekvenční analýza s frekvencemi  $640 \text{ Hz}$  a  $800 \text{ Hz}$ . I zde bylo využito řízení proudu  $i_d$  do nuly. Pro zpřesnění identifikace je dobré motor co nejvíce zatížit. Při těchto podmínkách nám magnetický tok vycházel  $\Psi_f = 0.0094 - 0.0095 \text{ Wb}$ .



Obrázek 95 Průběhy identifikace  $\Psi_f$  pomocí MRAS

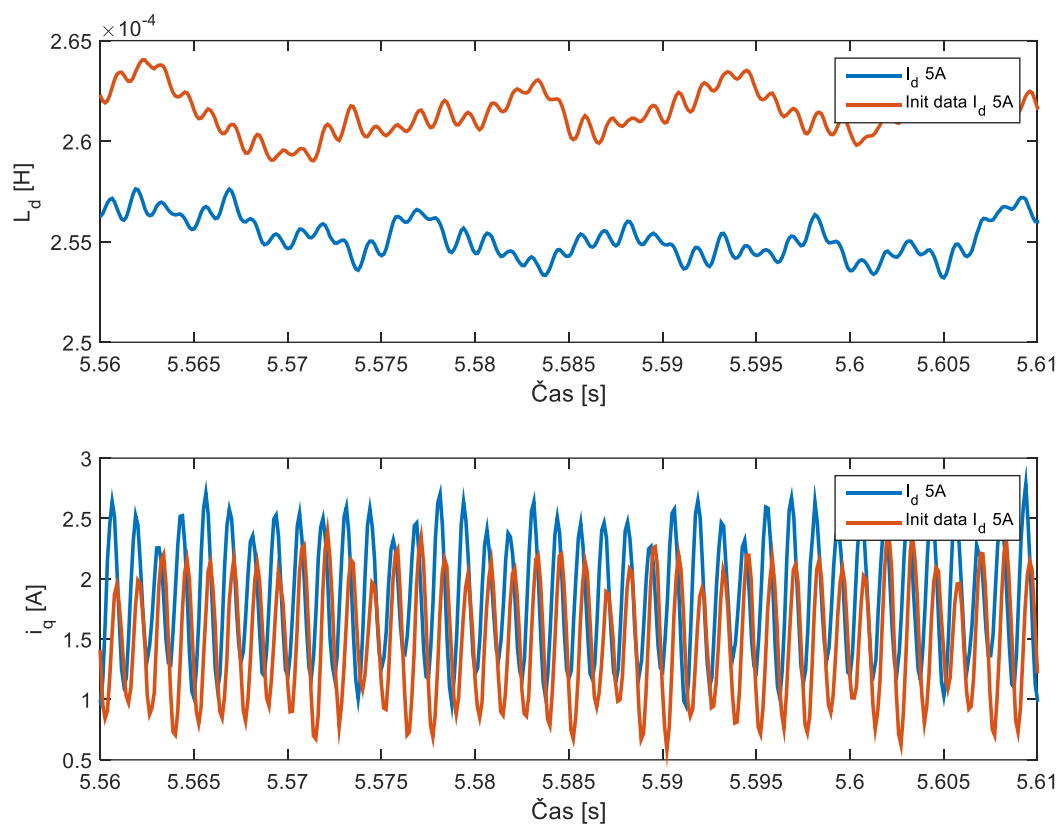
Dalším identifikovaným parametrem byl odpor statoru  $R_s$ . V tomto případě byly zvoleny dvě metody identifikace pro ověření použitelnosti identifikace. I za předpokladu, že přesně neznáme ostatní parametry. První identifikace byla provedena z aktuálně získaných parametrů z online frekvenční analýzy a druhá identifikace byla provedena za pomoci parametrů získaných při identifikaci offline metodou. Během testu měl motor opět rychlost  $200 \text{ rad/s}$  a frekvence identifikačních signálů pro frekvenční analýzu byla  $640 \text{ Hz}$  a  $800 \text{ Hz}$ . Jak již bylo zmíněno, identifikace využívá řízení proudu  $i_d$  do nuly. Při porovnání obou způsobů zjišťujeme, že přesnost je u obou přibližně stejná (obrázek 96). Velký dík má na tom i to, že parametry našeho motorů se příliš nemění a lze je tedy zaměnit za konstantu. I zde má identifikace lepší výsledky, pokud je motor zatížen, čímž se zvětší proud  $I_q$ .



Obrázek 96 Průběhy identifikace odporu statoru  $R_s$  pomocí MRAS

Posledním parametrem je podélná indukčnost  $L_d$ . I zde byla porovnávána identifikace z aktuálních parametrů a z parametrů získaných offline metodou. Motor měl otáčky  $200 \text{ rad/s}$  a identifikační frekvence byly  $640 \text{ Hz}$  a  $800 \text{ Hz}$ . Motor byl celou dobu zatížen DC motorem napájeným  $0.5 \text{ A}$ . Výsledky u obou identifikací vyšly zhruba stejně, ale jak se ukázalo, takto navržená identifikace je nepoužitelná. Pro správné dosažení hodnot musí indukčností  $L_d$

téct maximální proud  $i_d$ , což je při normálním řízení nežádoucí. Při menších proudech metoda zcela selhává.



Obrázek 97 Průběhy identifikace podélné indukčnosti  $L_d$  pomocí MRAS

## 8.11 Porovnání výsledků

Tabulka 12 ukazuje parametry, jak je určily jednotlivé metody. Všechny metody dosahují docela dobré přesnosti do 10 % od uvažovaných hodnot.

Parametry	Odpor statoru $R_s$ [ $\Omega$ ]	Podélná indukčnost $L_d$ [ $mH$ ]	Příčná indukčnost $L_q$ [ $mH$ ]	BEMF [ $Wb$ ]
Předpokládané reálné hodnoty	0.315	0.27	0.33	0.0095
Offline frekvenční analýzy	Q 0.32 D 0.315 – 0.33	0.22 – 0.26	0.29	-
Online frekvenční analýzy	Q 0.3 – 0.33 D 0.15 – 0.3	0.23 – 0.26	0.29	-
Newtonova metoda	0.3 – 0.33	-	-	-
MRAS	0.32	0.25	-	0.00944 – 0.00956

Tabulka 12 Výsledné hodnoty identifikací



## 9 Závěr a zhodnocení výsledků

### Shrnutí:

Hlavním cílem této dizertační práce byl návrh a použití identifikačních metod na synchronní motor s permanentními magnety. V úvodu práce je popsáno náhradní schéma synchronního motoru a několik metod pro různé způsoby identifikace. Tyto podklady vedly k vytvoření simulačních modelů pro testování těchto metod. Práce byla celkově rozdělena do dvou skupin, kterými jsou offline metody identifikace, kdy jsou parametry identifikovány při stojícím motoru, nebo lze do motoru pouštět různé signály bez ohledu na řízení, a online identifikace, kdy jsou parametry získávány za běhu motoru. Všechny tyto metody byly prvně testovány na simulacích a následně ověřovány na reálném motoru TG drives typ TGT2-0032-30-24/TOPS1KX-1M. K testování sloužila platforma reálného času dSpace. Metody a výsledné simulace byly následně popsány ve druhé části práce.

### Dosažené cíle a zhodnocení:

V simulacích a následně i na reálné platformě bylo vytvořeno řízení PMSM v d-q souřadnicích pro testování navržených metod. Nejprve byl motor podroben identifikaci v offline režimu. K identifikaci byla použita frekvenční analýza. Zde musely být vyjádřeny vzorce pro správný výpočet hodnot ze dvou výstupů z frekvenční analýzy. Postupnými úpravami byla odstraněna závislost výpočtu mezi jednotlivými parametry. To se ukázalo velmi praktické při pozdější online identifikaci. Pro identifikaci byl využit takzvaný locked rotor test, kdy je hřídel motoru zablokovaná v určité pozici. V simulacích vykazovala metoda dobrou odolnost vůči parazitním šumům. Při identifikaci na reálném motoru jsem provedl postupné proměření parametru při různých úrovních proudů. Zde se ukázalo, že příčná indukčnost je konstantní zhruba  $L_q = 0.29 \text{ mH}$ , ale podélná indukčnost je závislá na proudu  $L_d = 0.22 - 0.26 \text{ mH}$ . Při identifikaci v Q složce jsem pak zjistil i odpor statoru, který odpovídá předpokládanému  $R_s = 0.32 \Omega$ . Hodnoty odporu v části D pak byly  $R_s = 0.315 - 0.33 \Omega$ .

Pokud se zaměříme na online metody, jsou zde tři. První z nich, Newtonova metoda, dávala v simulacích velmi dobré výsledky, ale na reálném motoru se vyskytly problémy. Jedna část metody využívá nelineární část motoru pro identifikaci indukčnosti. Jak se ukázalo, metoda je velmi závislá na kvalitě řízení a velikosti šumu, který vzniká při měření. Taktéž závisí na tom, jak velký proud protéká danou identifikovanou částí. Nakonec se podařilo zprovoznit pouze

identifikaci odporu statoru, který vychází  $R_s = 0.32 \Omega$ . Další identifikační metodou je MRAS. Zde byla metoda využita k identifikaci parametrů z křížových vazeb, tedy z nelineární části systému. Nejdůležitějším parametrem, který byl identifikován, je konstanta BEMF, která vycházela  $0.00944 - 0.00956 \text{ Wb}$ , má tedy totožnou hodnotu jako již dříve naměřená hodnota. Další parametry, které byly touto metodou identifikovány, jsou odpor statoru  $R_s = 0.32 \Omega$  a podélná indukčnost  $L_d = 0.25 \text{ mH}$ . Zde ale musí indukčností protékat maximální proud. Nevýhodou této metody je to, že musíme znát i ostatní parametry motoru pro správnou identifikaci, například je možné je nahradit daty získanými z offline identifikace.

Poslední metodou, která byla aplikovaná v online režimu, je frekvenční analýza. U této metody se vyskytují problémy v podobě harmonických signálů ve zpětných vazbách. Proto zde byly navrženy dva filtry pro filtraci identifikačních signálů. Po vhodné kombinaci identifikačních signálů byla docílena identifikace parametrů v obou částech motoru s velmi vysokou přesností, až na identifikaci odporu v D části motoru. Odpor statoru z části Q vycházel  $R_s = 0.3 - 0.33 \Omega$ , podélná indukčnost  $L_d = 0.22 - 0.26 \text{ mH}$  a příčná indukčnost  $L_q = 0.29 \text{ mH}$ .

Všechny metody dávaly poměrně přesné výsledky s chybou do 10 %, v některých případech 15%. Takto identifikované hodnoty se dají považovat za dostatečně přesné a mohou se tedy použít k návrhu vhodného regulátoru. Hlavní přínos práce je návrh metod takovým způsobem, aby bylo možno identifikovat všechny parametry bez jakékoli nutnosti upravovat klasické řízení a aby bylo možné identifikovat parametry v celém pracovním rozsahu motoru.

## Značky a symboly

DFP optimalizační metoda Davidon-Fletcher-Powell  
BFGS optimalizační metoda Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno  
CGM metoda konjugovaných gradientů  
 $R$  směrová matice  
 $H$  Hessian  
 $I$  jednotková matice  
 $\eta$  velikost kroku estimate  
 $g$  sklon, váhová funkce  
 $A$  amplituda signálu  
 $\omega_i$  frekvence vstupního signálu  
 $L_x$  podélná nebo příčná indukčnost  
 $F(p)$  přenos systému  
 $R_s$  odpor statoru.  
 $n_s$  synchronní rychlost mag. pole  
 $p_p$  počet pólových dvojic  
 $f_s$  kmitočtem proudu  
 $s$  skluz  
 $n_r$  rychlost rotoru  
 $B$  amplituda výstupního signálu  
 $\varphi$  je fázový posun  
 $T$  perioda  
PWM pulsně šířková modulace  
 $\psi_f$  BEMF konstanta - magnetický tok magnetu  
 $\omega_m$  mechanické otáčky  
 $\omega$  elektrické otáčky  
 $M_e$  elektrický moment  
 $J_c$  celkový moment setrvačnosti  
 $y_s$  a  $y_c$  výstupy frekvenční analýzy  
 $U_{de}$  hodnota křížové vazby do napětí  $U_d$  synchronního motoru s permanentními magnety  
 $U_{qe}$  hodnota křížové vazby do napětí  $U_q$  synchronního motoru s permanentními magnety  
 $n_p$  počet pólů motoru  
 $J_m$  zatěžovací moment motoru  
 $T_e^*$  točivý moment  
 $L_d$  podélní indukčnost  
 $L_q$  příčná indukčnost  
 $i_d$  proud v podélné složce  
 $i_q$  proud v příčné složce  
 $i_d^*$  proud v podélné složce  
 $i_q^*$  proud v příčné složce  
 $u_d$  napětí v podélné složce  
 $u_q$  napětí v příčné složce  
 $u_q^*$  žádané napětí v podélné složce  
 $u_q^*$  žádané napětí v příčné složce  
PM permanentní magnety  
PMSM synchronní motor s permanentními magnety  
RFPM synchronní motor s permanentními magnety a s radiálním tokem  
BEMF -Back Electromotive Force- protielektromotorické síly- magnetický tok magnetu  
RFPM synchronní motory s PM s radiálním tokem  
BLDC -Brushless Direct Current – bezkartáčový stejnosměrný motor

## Literatura

- [1] R. J. Kerkman, G. L. Skibinski, and D. W. Schlegel, "AC drives: year 2000 (Y2K) and beyond," *APEC '99. Fourteenth Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo. 1999 Conf. Proc. (Cat. No.99CH36285)*, vol. 1, 1999.
- [2] P. Gipe, *Wind Energy Comes of Age*, 1st ed. 1995.
- [3] E. A. Erdelyi, "The Nature of Induction Machines," *Science*, vol. 149, no. 3684. pp. 624–624, 1965.
- [4] C. G. Veinott, *Theory and Design of Small Induction Motors*. McGraw-Hill, 1959.
- [5] J. Stepina, *Single-Phase Induction Motors Construction, Theory and Calculations*. Springer Verlag, 1981.
- [6] B. Heller and V. Hamata, *Harmonic Field Effects in Induction Machines*. Elsevier Science Ltd, 1977.
- [7] E. R. Laothwaite, *Induction Machines for Special Purposes*. Littlehampton Book Services Ltd, 1966.
- [8] I. Boldea and A. S. Nasar, *Linear motion electromagnetic systems*, 99th ed. Wiley-Interscience publication, 1985.
- [9] I. Boldea and A. S. Nasar, *The Induction Machine Handbook*, 1st ed. 2001.
- [10] L. A. Zadeh, "From Circuit Theory to System Theory," *Proc. IRE*, vol. 50, no. 5, 1962.
- [11] P. Eykhoff, *System Identification Parameter and State Estimation*, 1st ed. Wiley, 1974.
- [12] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall, 1987.
- [13] P. Van Overschee and B. De Moor, "Subspace algorithms for the stochastic identification problem," [1991] *Proc. 30th IEEE Conf. Decis. Control*, 1991.
- [14] S. A. Billings and S. Y. Fakhouri, "Identification of a class of nonlinear systems using correlation analysis," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 7. p. 691, 1978.
- [15] G. Bretthauer, "Identifikation rückgekoppelter Mehrgrössensysteme im Frequenzbereich," TU Dresden, 1983.
- [16] H. Schwarz, *Mehrfachregelungen, Band 1 und Band 2*. Springer-Verlag, 1967.
- [17] P. Eykhoff, *System identification: parameter and state estimation*. Wiley-Interscience, 1974.
- [18] H. Strobel, "Experimentelle Systemanalyse," Berlin. Akademie-Verlag, 1975.

- [19] R. Isermann, *Identifikation Dynamischer Systeme, Band 1 und Band 2*. 1988.
- [20] J. Wernstedt, "Experimentelle Prozeßanalyse," VEB Verlag Technik Berlin, 1989.
- [21] F. Guo, "A New Identification Method for Wiener and Hammerstein Systems," Universität Karlsruhe, 2004.
- [22] M. Alakula, *Power Electronic Control*. Lund University, 2002.
- [23] C.-M. Ong, *Dynamic Simulations of Electric Machinery*. Prentice Hall, 1997.
- [24] A. Weschta, "Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-servomotoren," Universität Erlangen – Nürnberg, 1983.
- [25] C. Espanet, C. Kieffer, A. Mira, S. Giurgea, and F. Gustin, "Optimal design of a special permanent magnet synchronous machine for magnetocaloric refrigeration," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 5019–5025.
- [26] J. R. Hendershot and T. Miller, *Design of brushless permanent-magnet motors*. Oxford: Magna physics publishing and clarendon press, 1994.
- [27] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology*. New York: Marcel Dekker, 2002.
- [28] J. Höll, "HIGH-TORQUE MOTORS FOR BATTERY OPERATED MATERIAL HANDLING TRUCKS," BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2010.
- [29] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, Third Edition*. CRC Press, 2011.
- [30] O. Černý, "Výzkum perspektivních metod mikroprocesorového řízení pro trakční synchronní motor s permanentními magnety," UNIVERZITA PARDUBICE DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA, 2009.
- [31] J. Höll, "Attainable torque density of the SMPM and ASM," in *Elektromotoren koloqium 2007*, 2007, pp. 21–30.
- [32] L. Vesely and P. Zbranek, "Sensorless control for synchronous motors," in *2010 International Conference on Autonomous and Intelligent Systems, AIS 2010*, 2010, pp. 1–5.
- [33] T. S. Gabbi, H. A. Grundling, and R. P. Vieira, "Current controller for sensorless PMSM drive using combined sliding mode strategy and disturbance observer," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 003773–003778.
- [34] S. Moon, J.-M. Choe, Y. Cho, and J. Lai, "Priority based current control design in high speed sensorless PMSM drives," in *2015 9th International Conference on Power*

*Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015, pp. 2129–2134.

- [35] S. Shinnaka and Y. Amano, “Elliptical Trajectory-Oriented Vector Control for Energy-Efficient/Wide-Speed-Range Drives of Sensorless PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3169–3177, 2015.
- [36] J. Höll, “HIGH-TORQUE MOTORS FOR BATTERY OPERATED MATERIAL HANDLING TRUCKS,” BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2010.
- [37] K. Sitapati and R. Krishnan, “Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1219–1226, 2001.
- [38] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley, 2009.
- [39] J. Chiasson, *MODELING AND CONTROL OF ELECTRIC MACHINES HIGH-PERFORMANCE*. John Wiley & Sons, 2005.
- [40] Y. Tani, S. Morimoto, and M. Sanada, “Influence of number of poles, magnet arrangement, and current density on characteristics of inner and outer rotor PMSMs,” in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2011, pp. 711–716.
- [41] F. Libert, “Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer,” Royal Institute of Technology, 2004.
- [42] F. Libert, “Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer,” Royal Institute of Technology, 2004.
- [43] J. Chen, C. V. Nayar, and L. Xu, “Design and finite-element analysis of an outer-rotor permanent-magnet generator for directly coupled wind turbines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3802–3809, 2000.
- [44] J. Y. Chen and C. V. Nayar, “A direct-coupled, wind-driven permanent magnet generator,” in *Proceedings of EMPD '98. 1998 International Conference on Energy Management and Power Delivery (Cat. No.98EX137)*, 1998, vol. 2, pp. 542–547.
- [45] W. Wu, V. S. Ramsden, T. Crawford, and G. Hill, “A low speed, high-torque, direct-drive permanent magnet generator for wind turbines,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 1, pp. 147–154.

- [46] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2009.
- [47] C. Andrei, T. Kauder, J. Karthaus, M. Hombitzer, R. Appunn, and K. Hameyer, "Improved rotor pole geometry of a PMSM for wind turbine applications with multiple high-speed generators," in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2014, pp. 450–457.
- [48] E. Spooner and A. C. Williamson, "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 1, p. 1, 1996.
- [49] A. Mahmoudi, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "Axial-flux permanent-magnet machine modeling, design, simulation and analysis," *Sci. Res. Essays*, vol. 6(12), pp. 2525–2549, 2011.
- [50] "DESIGN OF ELECTRIC MACHINES: Axial Flux Machines," *Electr. energy Mag.*, vol. 4, 2013.
- [51] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Dordrecht: Springer Netherlands, 2008.
- [52] P. R. Johansen, D. Patterson, C. O'Keefe, and J. Swenson, "The use of an axial flux permanent magnet in-wheel direct drive in an electric bicycle," *Renew. Energy*, vol. 22, no. 1–3, pp. 151–157, Jan. 2001.
- [53] A. Mahmoudi, N. A. Rahim, and H. W. Ping, "AXIAL-FLUX PERMANENT-MAGNET MOTOR DESIGN FOR ELECTRIC VEHICLE DIRECT DRIVE USING SIZING EQUATION AND FINITE ELEMENT ANALYSIS," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 122, pp. 467–496, 2012.
- [54] M. Vahala, "Duální bezsenzorové řízení synchronních elektrických pohonů," *České vysoké učení technické v Praze*, 2012.
- [55] Texas Instruments Incorporated, "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors," 1998.
- [56] I. Neborák, *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2002.
- [57] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors&#8212;A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [58] M. Kuchař and L. Štěpanec, "Přímé řízení momentu asynchronních motorů –

- Takahashiho metoda," *Automatizace*, no. 3, pp. 198–201, 2006.
- [59] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.
  - [60] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, 1996.
  - [61] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
  - [62] G. Griva, F. Profumo, M. Abrate, A. Tenconi, and D. Berruti, "Wide speed range DTC drive performance with new flux weakening control [for induction motor drives]," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, 1998, vol. 2, pp. 1599–1604.
  - [63] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, May 1997.
  - [64] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening," in *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, 1997, vol. 1, pp. 67–74.
  - [65] L. Pohl, "Robustní řízení elektrických pohonů," BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2014.
  - [66] J. Luukko, "Direct torque control of permanent magnet synchronous machines – analysis and implementation," Diss. Lappeenranta University of Technology, 2000.
  - [67] J. Pavelka, *Elektrické pohony a jejich řízení*, 2nd ed. ČVUT, 2015.
  - [68] J. Javůrek, *Regulace moderních elektrických pohonů*. Grada, 2003.
  - [69] J. Šimánek, O. Černý, and R. Doleček, "No Robust Control Development for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," in *Material Engineering and Mechanical Engineering Technologies*, 2007, pp. 191–194.
  - [70] O. Černý, J. Šimánek, R. Doleček, and J. Novák, "Testing of Robust Control Characteristics for Traction PMSM," in *PIERS 2007*, 2007, pp. 107–111.
  - [71] O. Černý, "Výzkum perspektivních metod mikroprocesorového řízení pro trakční synchronní motor s permanentními magnety," UNIVERZITA PARDUBICE, 2009.



- [72] P. D. P. Chandana, "Perera Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives," Aalborg University, 2002.
- [73] G. PED4-1038C, "Torque Control in Field Weakening Mode," Institute of Energy Technology Aalborg University, 2009.
- [74] R. Pandey and S. P. Dubey, "Multilevel Inverter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Constant Torque Angle Control," *Adv. Electron. Electr. Eng.*, vol. 3, pp. 521–530, 2013.
- [75] R. Zwicky, *Control in Power Electronics and Electrical Drives: Proceedings of the Third IFAC Symposium, Lausanne, Switzerland, 12-14 September 1983 IFAC Symposia Series*. Elsevier, 2014.
- [76] Z. Wenjuan, H. Shoudao, G. Jian, and L. Ting, "Curve analog control of maximum torque per ampere for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles," in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2011, pp. 1–5.
- [77] M. F. Moussa, A. Helal, Y. Gaber, and H. A. Youssef, "Unity Power Factor control of permanent magnet motor drive system," in *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 360–367.
- [78] C. Grosan and A. Abraham, "Modified Line Search Method for Global Optimization," in *First Asia International Conference on Modelling & Simulation (AMS'07)*, 2007, pp. 415–420.
- [79] Y. Okamoto, K. Fujiwara, and R. Himeno, "Exact Minimization of Energy Functional for NR Method With Line-Search Technique," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1288–1291, Mar. 2009.
- [80] K. Fujiwara, Y. Okamoto, A. Kameari, and A. Ahagon, "The Newton-Raphson method accelerated by using a line search - comparison between energy functional and residual minimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1724–1727, May 2005.
- [81] M. C. Ferris, "Nonlinear Programming Algorithms Handout," Madison, 2005.
- [82] O. Nelles, *Nonlinear System Identification: From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models*. Springer, 2001.
- [83] M. Verhaegen and V. Verdult, *Filtering and System Identification*, 1st ed. Cambridge University Press, 2007.
- [84] L. E. Scales, *Introduction to Non-Linear Optimization*. Springer Verlag Gmbh, 1985.

- [85] Q. Wu, "A Nonlinear Conjugate Gradient Method without Line Search and Its Global Convergence," in *2011 International Conference on Computational and Information Sciences*, 2011, pp. 1148–1152.
- [86] C. M. Bishop, *Neural Networks for Pattern Recognition*. Clarendon Press, 1996.
- [87] T. Yamazato, "An optimal line search algorithm for the conjugate gradient method," in *2014 14th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*, 2014, pp. 174–179.
- [88] H. G. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Third. 1996.
- [89] F. Ding, X. P. Liu, and G. Liu, "Identification methods for Hammerstein nonlinear systems," *Digit. Signal Process. A Rev. J.*, vol. 21, no. 2, pp. 215–238, 2011.
- [90] J. Voros, "Iterative algorithm for parameter identification of Hammerstein systems with two-segment nonlinearities," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 11, pp. 2145–2149, 1999.
- [91] J. Vörös, "Modeling and parameter identification of systems with multisegment piecewise-linear characteristics," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 47, no. 1, pp. 184–188, 2002.
- [92] J. Vörös, "Recursive Identification of Hammerstein Systems with Discontinuous Nonlinearities Containing Dead-Zones," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 48, no. 12, pp. 2203–2206, 2003.
- [93] E. W. Bai, "Identification of linear systems with hard input nonlinearities of known structure," *Automatica*, vol. 38, no. 5, pp. 853–860, 2002.
- [94] Y. Liu and E. W. Bai, "Iterative identification of Hammerstein systems," *Lect. Notes Control Inf. Sci.*, vol. 404, pp. 53–65, 2010.
- [95] E. W. Bai, "A blind approach to the Hammerstein-Wiener model identification," *Lect. Notes Control Inf. Sci.*, vol. 404, pp. 313–332, 2010.
- [96] E. W. Bai and D. Li, "Convergence of the iterative Hammerstein system identification algorithm," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 49, no. 11, pp. 1929–1940, 2004.
- [97] F. Chang and R. Luus, "A noniterative method for identification using Hammerstein model," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 16, no. 5, 1971.
- [98] E. W. Bai, "An optimal two stage identification algorithm for Hammerstein-Wiener nonlinear systems," in *Proceedings of the American Control Conference*, 1998, vol. 5, pp. 2756–2760.

- [99] M. VERHAEGEN and D. WESTWICK, "Identifying MIMO Hammerstein systems in the context of subspace model identification methods," *International Journal of Control*, vol. 63, no. 2, pp. 331–349, 1996.
- [100] I. Goethals, K. Pelckmans, J. A. K. Suykens, and B. D. M. B. De Moor, "Subspace identification of Hammerstein systems using least squares support vector machines," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 50, no. 10, 2005.
- [101] J. Bruls, C. Chou, B. Haverkamp, and M. Verhaegen, "Linear and Nonlinear System Identification Using Separable Least-Squares," *Eur. J. Control Eng. Pract.*, vol. 5, no. 1, pp. 116–128, 1999.
- [102] E. W. Bai and M. Fu, "A blind approach to Hammerstein model identification," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 7, pp. 1610–1619, 2002.
- [103] F. Ding and T. Chen, "Gradient Based Iterative Algorithms for Solving a Class of Matrix Equations," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 50, no. 8, 2005.
- [104] F. Ding and T. Chen, "Iterative least-squares solutions of coupled Sylvester matrix equations," *Syst. Control Lett.*, vol. 54, no. 2, pp. 95–107, 2005.
- [105] F. Ding, P. X. Liu, and G. Liu, "Gradient based and least-squares based iterative identification methods for OE and OEMA systems," *Digit. Signal Process. A Rev. J.*, vol. 20, no. 3, pp. 664–677, 2010.
- [106] Y. Liu, D. Wang, and F. Ding, "Least squares based iterative algorithms for identifying Box-Jenkins models with finite measurement data," *Digit. Signal Process. A Rev. J.*, vol. 20, no. 5, pp. 1458–1467, 2010.
- [107] D. Wang, G. Yang, and R. Ding, "Gradient-based iterative parameter estimation for Box-Jenkins systems," *Comput. Math. with Appl.*, vol. 60, no. 5, pp. 1200–1208, 2010.
- [108] F. Ding and T. Chen, "Hierarchical gradient-based identification of multivariable discrete-time systems," *Automatica*, vol. 41, no. 2, pp. 315–325, 2005.
- [109] F. Ding and T. Chen, "Hierarchical least squares identification methods for multivariable systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 50, no. 3, pp. 397–402, 2005.
- [110] L. Wang, F. Ding, and P. X. Liu, "Convergence of HLS estimation algorithms for multivariable ARX-like systems," *Appl. Math. Comput.*, vol. 190, no. 2, pp. 1081–1093, 2007.
- [111] H. Han, L. Xie, F. Ding, and X. Liu, "Hierarchical least-squares based iterative identification for multivariable systems with moving average noises," *Math. Comput.*

- Model.*, vol. 51, no. 9–10, pp. 1213–1220, 2010.
- [112] X. Liu and J. Lu, “Least squares based iterative identification for a class of multirate systems,” *Automatica*, vol. 46, no. 3, pp. 549–554, 2010.
  - [113] K. Narendra and P. Gallman, “An iterative method for the identification of nonlinear systems using a Hammerstein model,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 11, no. 3, 1966.
  - [114] N. Haist, F. Chang, and R. Luus, “Nonlinear identification in the presence of correlated noise using a Hammerstein model,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 18, no. 5, 1973.
  - [115] G. R. Bolkvadze, “Identification of Hammerstein nonlinear stochastic systems,” *Autom. Remote Control*, vol. 63, no. 4, pp. 601–612, 2002.
  - [116] D. Wang, Y. Chu, and F. Ding, “Auxiliary model-based RELS and MI-ELS algorithm for Hammerstein OEMA systems,” *Comput. Math. with Appl.*, vol. 59, no. 9, pp. 3092–3098, 2010.
  - [117] J. Schoukens, W. D. Widanage, K. R. Godfrey, and R. Pintelon, “Initial estimates for the dynamics of a Hammerstein system,” *Automatica*, vol. 43, no. 7, pp. 1296–1301, 2007.
  - [118] F. Ding and T. Chen, “Combined parameter and output estimation of dual-rate systems using an auxiliary model,” *Automatica*, vol. 40, no. 10, pp. 1739–1748, 2004.
  - [119] F. Ding, P. X. Liu, and G. Liu, “Auxiliary model based multi-innovation extended stochastic gradient parameter estimation with colored measurement noises,” *Signal Processing*, vol. 89, no. 10, pp. 1883–1890, 2009.
  - [120] Y. Xiao, Y. Zhang, J. Ding, and J. Dai, “The residual based interactive least squares algorithms and simulation studies,” *Comput. Math. with Appl.*, vol. 58, no. 6, pp. 1190–1197, 2009.
  - [121] L. Wang, L. Xie, and X. Wang, “The residual based interactive stochastic gradient algorithms for controlled moving average models,” *Appl. Math. Comput.*, vol. 211, no. 2, pp. 442–449, 2009.
  - [122] T. Soderstrom and P. Stoica, *System Identification*. Hemel Hempstead: Prentice-Hall International, 1989.
  - [123] I. Veselý and D. Zámečník, “A noise robust IFA identification method and their implementation at DSC,” in *In 10th IFAC Workshop on Programmable Devices and Embedded Systems PDeS 2010*, 2010, pp. 201–206.
  - [124] H. Zhu, X. Xiao, and Y. Li, “PI type dynamic decoupling control scheme for PMSM high speed operation,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics*

*Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1736–1739.

- [125] M. Fikar and J. Mikleš, *Identifikácia systémov*. Bratislava: STU Press, 1999.
- [126] I. Vesely, M. Sir, and D. Zamecnik, "Simplification of improved frequency analysis for online identification," in *IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems, PROCEEDINGS.*, 2012, pp. 185–189.
- [127] M. E. Haque and M. F. Rahman, "A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1376–1383, Nov. 2003.
- [128] R. Leidhold and P. Mutschler, "Injection of a carrier with higher than the PWM frequency for sensorless position detection in PM synchronous motors," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 1353–1358.
- [129] X. Qi, X. Zhou, C. Wang, L. Zhong, and H. Wang, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection and Kalman filter," in *2008 2nd International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics*, 2008, pp. 1–5.
- [130] W. Lei, G. Shanmao, Y. Shengwen, and F. Jinghuan, "Research on novel high frequency signal extraction method based on Extended Kalman Filter theory," in *2010 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2010, no. 4, pp. 2419–2423.
- [131] Z. Zheng, Y. Li, X. Xiao, and M. Fadel, "Mechanical Sensorless Control of SPMSM Based on HF Signal Injection and Kalman Filter," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 1385–1390.
- [132] O. A. Mohammed, A. A. Khan, A. M. El-Tallawy, A. Nejadpak, and M. J. Roberts, "A Wavelet Filtering Scheme for Noise and Vibration Reduction in High-frequency Signal Injection-Based Sensorless Control of PMSM at Low Speed," *IEEE Trans. Energy Convers.*, pp. 1–11, 2012.
- [133] F. Briz and M. Degner, "Rotor Position Estimation," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 24–36, Jun. 2011.
- [134] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, K. Ide, and K. Tomita, "Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 103–108.
- [135] I. Veselý and D. Zámečník, "On- line improved frequency analysis and its dependence

- on controller settings,” in *Recent Researches in Communications & IT*, 2011, pp. 186–189.
- [136] A. S. Soni, “Control-relevant system identification using nonlinear Volterra and Volterra-Laguerre models,” University of Pittsburgh, 2006.
  - [137] T. Ogunfunmi, *Adaptive nonlinear system identification: The Volterra and Wiener Model Approaches*, 2007th ed. Springer, 2007.
  - [138] F. Guo, “A new identification method for Wiener and Hammerstein systems,” Universität Karlsruhe, 2004.
  - [139] J. Liu, W. Xu, and J. Sun, “Nonlinear System Identification of Hammerstien and Wiener Model Using Swarm Intelligence,” in *2006 IEEE International Conference on Information Acquisition*, 2006, pp. 1219–1223.
  - [140] F. Alonge, F. D’Ippolito, F. M. Raimondi, and S. Tumminaro, “Identification of nonlinear systems described by Hammerstein models,” in *42nd IEEE International Conference on Decision and Control (IEEE Cat. No.03CH37475)*, 2003, no. December, pp. 3990–3995.
  - [141] F. Wang and X. Xu, “Research on identification algorithm of Hammerstein model,” in *2010 IEEE Fifth International Conference on Bio-Inspired Computing: Theories and Applications (BIC-TA)*, 2010, pp. 80–85.
  - [142] J. Voros, “Recursive Identification of Hammerstein Systems with Polynomial Nonlinearities,” *J. Electr. Eng.*, vol. 57, no. 1, pp. 42–46, 2006.
  - [143] R. D. Nowak, “Nonlinear system identification,” *Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 21, no. 1, pp. 109–122, Jan. 2002.
  - [144] J. Peng and R. Dubay, “Identification and adaptive neural network control of a DC motor system with dead-zone characteristics,” *ISA Trans.*, vol. 50, no. 4, pp. 588–98, Oct. 2011.
  - [145] J. Vörös, “Parameter identification of Wiener systems with multisegment piecewise-linear nonlinearities,” *Syst. Control Lett.*, vol. 56, no. 2, pp. 99–105, Feb. 2007.
  - [146] H. Boutayeb and M. Darouach, “Recursive identification method for MISO Wiener-Hammerstein model,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 2, pp. 287–291, 1995.
  - [147] F. Jurado, “Modelling micro-turbines using Hammerstein models,” *Int. J. Energy Res.*, vol. 29, no. 9, pp. 841–855, 2005.
  - [148] H. Yazdanpanahi, M. A. Hejazi, and G. B. Gharehpetian, “Non-linear modeling of transformer using hammerstein method,” in *2008 IEEE 2nd International Power and*

- Energy Conference*, 2008, no. PECon 08, pp. 1070–1075.
- [149] M. Verhaegen and V. Verdult, *Filtering and System Identification A Least Squares Approach*. Cambridge University Press, 2007.
  - [150] J. S. V. S. Kumar, P. S. Kumar, and M. Rambabu, “Model reference adaptive controller-based speed and q-axis inductance estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor drive by utilizing reactive power,” in *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*, 2011, pp. 1–6.
  - [151] S. Maiti and C. Chakraborty, “Reactive Power Based Speed Sensorless Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive,” in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 247–252.
  - [152] A. Mastanaiah and T. Ramesh, “Rotor-flux based MRAS speed estimator for direct torque and flux control of an induction motor drive,” in *2015 IEEE Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*, 2015, pp. 1–6.
  - [153] L. Pohl and L. Veselý, “PMSM control framework with dSPACE real-time control platform,” in *INES 2012 - IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems, Proceedings*, 2012, pp. 179–183.
  - [154] L. Pohl, “Robustní řízení elektrických pohonů,” Vysoké učení technické v Brně, 2015.
  - [155] M. Mališ, “Algoritmy bezsnímačového řízení pohonu se synchronním motorem,” Brno University Of Technology, 2013.
  - [156] T. Drives, “Střídavé synchronní servomotory TGT a TGH,” 2015. [Online]. Available: [http://www.tgdrives.cz/fileadmin/user\\_upload/download/TG\\_Drives\\_2014\\_Katalog\\_servomotory\\_TGH%2BTGT\\_CZ.pdf](http://www.tgdrives.cz/fileadmin/user_upload/download/TG_Drives_2014_Katalog_servomotory_TGH%2BTGT_CZ.pdf).

## Vlastní publikace

VESELÝ, I.; POHL, L. Stator resistance identification of PMSM. In Proceedings of 14th IFAC INTERNATIONAL CONFERENCE on PROGRAMMABLE DEVICES and EMBEDDED, SYSTEMS PDeS 2016 Preprint. IFAC-PapersOnLine (ELSEVIER). 2016. s. 204-209. ISSN: 2405-8963.

VESELÝ, I.; POHL, L. Parameters identification of PMSM through Hammerstain model. In Proceedings of the IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vídeň: 2013. s. 3027-3032. ISBN: 978-1-4799-0223- 1.

VESELÝ, I.; BUCHTA, L.; GRAF, M. Identification of PMSM nonlinear part. In rogrammable devices and systems. Programmable devices and systems. Velké Karlovice: 2013. s. 370-375. ISBN: 9783902823533. ISSN: 1474- 6670.

VESELÝ, I.; ŠÍR, M.; ZÁMEČNÍK, D. Problems of HIL: Testing the Simulink model by CompactRIO. In Proceedings of 11th IFAC/ IEEE International Conference on Programmable Devices and Embedded Systems. Brno: 2012. s. 364-368. ISBN: 978-3-902823-21- 2.

VESELÝ, I.; VESELÝ, L. Implementace algoritmů vylepšené frekvenční analýzy do DSP. In Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012- Sborník příspěvků. Vysoké učení technické v Brně, 2012. s. 157-161. ISBN: 978-80-214-4527- 7.

VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D.; ŠÍR, M. Identification of quadrature inductance by combination of two methods. In RECENT RESEARCHES in CIRCUITS and SYSTEMS. WSEAS Press, 2012. s. 311-316. ISBN: 978-1-61804-108- 1.

VESELÝ, I.; ŠÍR, M.; ZÁMEČNÍK, D. Simplification of improved frequency analysis for online identification. In INES 2012 IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems, PROCEEDINGS. 2012. s. 185-189. ISBN: 978-1-4673-2694- 0.

VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D.; ŠÍR, M. Quadrature inductance identification using the improve frequency analysis. In Annals of DAAAM for 2011 & Proceedings. Vídeň, Rakousko: DAAAM International Vienna, 2011. s. 847-848. ISBN: 978-3-901509-83- 4.

VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D. On- line improved frequency analysis and its dependence on controller settings. In Recent Researches in Communications & IT. Corfu Island, Greece: WSEAS Press, 2011. s. 186-189. ISBN: 978-1-61804-018- 3.



VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D. Různé způsoby výpočtu indukčnosti u online metody vylepšené frekvenční analýzy. In Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií. první. Brno: VUT v Brně, 2011. s. 118-123. ISBN: 978-80-214-4297- 9.

VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D. A noise robust IFA identification method and their implementation at DSC. In 10th IFAC Workshop on Programmable Devices and Embedded Systems PDeS 2010. Pszczyna, Polsko: 2010. s. 201-206. ISBN: 978-3-902661-95- 1.

VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D. Problémy spojené s testováním a programováním vylepšené frekvenční analýzy. Elektrorevue - Internetový časopis (<http://www.elektrorevue.cz>), 2010, roč. 2010, č. 114, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.